

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ им. Р.Е. АЛЕКСЕЕВА»**

# **ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

**№ 1**

**Нижний Новгород 2022**

УДК 621.3  
ББК 31.2

Интеллектуальная электротехника / НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2022. № 1 (17). – 136 с.

*Выходит 1 раз в квартал*

*Журнал включен ВАК при Минобрнауки России в перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по специальностям 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы (технические науки), 2.4.3. Электроэнергетика (технические науки)*

**Главный редактор д.т.н., проф. А.Б. Лоскутов**

**зам. гл. редактора**

Андрей Борисович Дарьенков д-р техн. наук, доцент  
Елена Николаевна Соснина д-р техн. наук, проф.

**отв. секретарь**

Андрей Владимирович Шалухо канд. техн. наук

**отв. редактор**

Валерия Игоревна Казакова канд. филос. наук, доцент

**выпускающий редактор**

Иван Алексеевич Липужин канд. техн. наук

**ЧЛЕНЫ РЕДКОЛЛЕГИИ:**

Геннадий Яковлевич Вагин

**Николай Иванович Воропай**

Леонид Абрамович Герман

Валерий Геннадьевич Гольдштейн

Игорь Васильевич Гуляев

Павел Владимирович Илюшин

Анатолий Викторович Кузнецов

Александр Леонидович Куликов

Виктор Николаевич Мешеряков

Георгий Борисович Онищенко

Александр Сергеевич Плехов

Александр Юрьевич Смирнов

Vitezslav Styskala

Владимир Георгиевич Титов

Олег Станиславович Хватов

Юрий Иванович Хохлов

Александр Иванович Чивенков

Roustiam Chakirov

д-р техн. наук, профессор

член-корр. РАН, д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

канд. техн. наук, доцент

д-р техн. наук, доцент

Dr. Ing., Ph. D., профессор (Чехия)

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

д-р техн. наук, профессор

Dr.-Ing., Prof. Dr., проф. H-BRS, Германия

**Учредитель и издатель:**

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Нижегородский государственный технический университет  
им. Р.Е. Алексеева»

(603950, Нижегородская обл., г. Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24)

*Электронная версия журнала:*  
<https://ie.ntnu.ru>

*Свидетельство о регистрации в Роскомнадзоре  
периодического печатного издания  
ПИ № ФС77-81688 от 06 августа 2021 г.*

**ISSN 2658-6754**  
УДК 621.3

© Нижегородский государственный технический  
университет им. Р.Е. Алексеева, 2022

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ.....</b>	<b>4</b>
<b>Смирнов А.Ю., Кудряшов Д.А., Уснунц-Кригер Т.Н.</b> Проектирование индукторного двигателя с самовозбуждением для шагового привода регулирующего органа.....	4
<b>Ермолаев А.И.</b> Расчет и оптимизация электромагнита магнитореологического трансформатора управляемой виброзащитной гидроопоры.....	16
<b>Пономарев Ю.Г., Присмотров Н.И., Шураков И.А.</b> Вентильный электропривод с высоким коэффициентом мощности.....	27
<b>Шумов Ю.Н., Сафонов А.С.</b> Сверхпроводниковые авиационные электрические машины большой мощности (обзор зарубежных разработок) .....	42
<b>Гладышев О.М., Медведев Е.И., Трофимов И.М., Гребенщиков В.И., Загляднов А.С.</b> Особенности топологии инверторных преобразователей NEON™ и способов их управления.....	61
<b>ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА .....</b>	<b>77</b>
<b>Серебряков А.С., Герман Л.А., Осокин В.Л., Дулепов Д.Е.</b> Двухступенчатые фильтрокомпенсирующие установки с последовательным соединением секций в тяговой сети переменного тока. Анализ переходных процессов.....	77
<b>Корнев А.С., Вольский С.И., Викулов И.П., Кузнецов Н.В., Сорокин Д.А.</b> Алгоритм расчета переходных процессов электрических цепей методом переменных состояния.....	99
<b>Рыжова Е.Л.</b> Инновационные технологии определения состояния изоляции тяговых электрических машин.....	116
<b>ХРОНИКА.....</b>	<b>128</b>
Памяти Николая Ивановича Воропая (01.11.1943 – 28.03.2022) .....	128
Информационное партнерство с НИК Сб «Активные системы распределения электроэнергии и распределенные энергоресурсы» РНК СИГРЭ.....	130

---

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ**

---

УДК 62-83:621.313

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_04

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ  
С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ ДЛЯ ШАГОВОГО ПРИВОДА  
РЕГУЛИРУЮЩЕГО ОРГАНА****А.Ю. Смирнов**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексева  
Нижегород, Россия  
Опытное конструкторское Бюро Машиностроения им. И.И. Африкантова  
Нижегород, Россия  
Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»  
Нижегородская область, г. Выкса, р.п. Шиморское, Россия  
e-mail: a\_yu\_smirnov@mail.ru

**Д.А. Кудряшов**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексева  
Нижегород, Россия  
Опытное конструкторское Бюро Машиностроения им. И.И. Африкантова  
Нижегород, Россия  
e-mail: kud1904@rambler.ru

**Т.Н. Уснунц-Кригер**

Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»  
Нижегородская область, г. Выкса, р.п. Шиморское, Россия  
e-mail: usnuntskriger@mail.ru

Предложена методика проектирования явнополюсных индукторных двигателей с возбуждением от постоянной составляющей тока в фазах, которая дополнена нелинейным расчетом магнитной цепи графоаналитическим методом, до и после перемещения ротора из положения максимальной магнитной проводимости воздушного зазора на половину зубцового деления в положение минимальной проводимости воздушного зазора. Введение нелинейной модели расчета магнитной цепи в алгоритм проектирования позволило уточнить рабочие проекты двигателей и подтвердить их заявленные характеристики в электроприводах, предназначенных для позиционирования регулирующих органов ядерных реакторов. Отмечается, что размагничивание ферромагнитных участков магнитной цепи, которое устанавливается расчетом на нелинейной модели, после поворота ротора на половину зубцового деления

из соосного положения, является критерием правильности выбора геометрических параметров зубцовой зоны и электромагнитных нагрузок.

**Ключевые слова:** графоаналитический метод расчета магнитной цепи, зубцовая зона, индукторная машина, индукторный двигатель, расточка статора, электромагнитный момент.

**Для цитирования:** Смирнов, А.Ю. Проектирование индукторного двигателя с самовозбуждением для шагового привода регулирующего органа / А.Ю. Смирнов, Д.А. Кудряшов, Т.Н.Уснунц-Кригер // Интеллектуальная Электротехника. 2022. №1. С. 4-15. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_04

## **SELF-EXCITATING INDUCTOR MOTORS FOR CONTROL ROD STEP DRIVES DESIGN**

**A.Yu. Smirnov**

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev  
Nizhny Novgorod, Russia  
JSC «Afrikantov OKBM»  
Nizhny Novgorod, Russia

Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»  
Nizhny Novgorod region, Vyksa, Shimorskoye, Russia  
e-mail: a\_yu\_smirnov@mail.ru

**D.A. Kudryashov**

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev  
Nizhny Novgorod, Russia  
JSC «Afrikantov OKBM»  
Nizhny Novgorod, Russia  
e-mail: kud1904@rambler.ru

**T.N. Usnunts-Kriger**

Vyksa Branch of the National University of Science and Technology «MISiS»  
Nizhny Novgorod region, Vyksa, Shimorskoye, Russia  
e-mail: usnuntskriger@mail.ru

**Abstract.** The methodology for salient pole inductor motors design with excitation from phase's current constant component described, which added by nonlinear magnetic circuit calculation via graphic-analytical method before and after of rotor displacement from position of maximum magnetic conductivity to position of minimum air gap magnetic conductivity. Taking into consideration of nonlinear magnetic circuit model permitted to refine motor's working projects and vindicate their characteristics for control rod position electric drives of nuclear reactors application. It is noticed, that demagnetization of ferro-

magnetic areas of magnetic circuit, which determines by means of non-linear model calculation after half tooth division rotor turning from coaxial with stator teeth position, may be accepted as a criteria validity of electromagnetic loads and geometric tooth area parameters.

**Keywords:** electromagnetic torque, graph-analytical method of magnetic circuit calculation, inductor machine, inductor motor, stator bore, tooth zone.

**For citation:** A.Yu. Smirnov, D.A. Kudryashov and T.N. Usnunts-Kriger, "Self-exciting inductor motors for control rod step drives design", *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 4-15, 2022. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_04

## I. Введение

В системах точного позиционирования регулирующих органов ядерных энергетических установок получили распространение синхронные двигатели индукторного типа. Данный двигатель содержит зубчатый статор с расположенной на нем многофазной (четырёхфазной) обмоткой и зубчатый ротор. В силу неизменности направления тока в фазах эта же обмотка образует и поле возбуждения.

В магнитную цепь этого двигателя внедрена герметизирующая труба, отделяющая полость ротора от полости статора. Для уменьшения магнитного сопротивления в местах примыкания к статорным полюсам в герметизирующую трубу вварены магнитомякие вставки из нержавеющей стали (рис. 1).

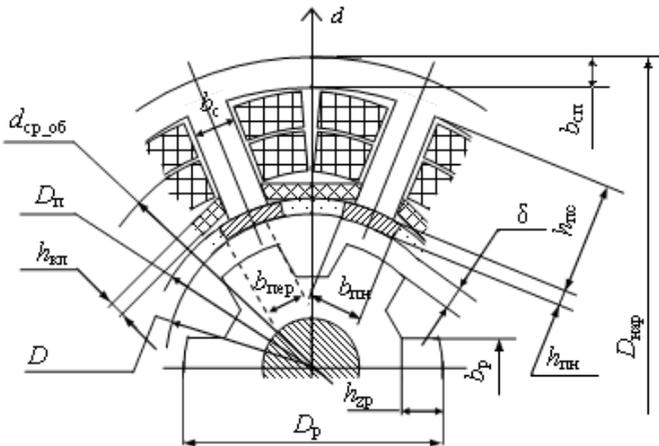


Рис. 1. Схема конструкции двигателя (фрагмент магнитной цепи)

Fig. 1. Scheme of the engine design (fragment of the magnetic circuit)

Ротор двигателя представляет собой зубчатый магнитопровод, выполненный из магнитомягкой стали. Число зубцов на роторе находится в соответствии с числом зубцов на статоре, определяемом конструктивными соотношениями, приемлемыми для машин данного типа [1, 2].

## II. Проектирование индукторного двигателя

Алгоритм проектирования машины базируется на использовании уравнения, известные из теории электрических машин, определяющие зависимость между внутренним диаметром статора  $D$ , длиной его пакета вдоль зазора  $l_\delta$ , вращающим моментом на валу  $M$  и электромагнитными нагрузками (линейной нагрузкой  $A$  и индукцией в зазоре  $B_\delta$ ) машины [3, 4]. Исходя из этой зависимости, можно записать:

$$\frac{D^2 l_\delta^2}{M} = \frac{1}{B_\delta A}, \quad (1)$$

где значения индукции в зазоре принимаются в пределах от  $B_\delta = 0,7$  Тл до  $B_\delta = 0,95$  Тл. Значения линейной нагрузки – в пределах от  $A = 14$  кА/м до  $A = 50$  кА/м. При этом в шаговом приводе диаметр  $D$  известен заранее. Он устанавливается, исходя из оптимального соотношения момента инерции вращающихся масс привода, приведенного к валу двигателя, и момента инерции его ротора [5].

Для определения площади пазов под обмотку и наружного диаметра магнитопровода статора заранее назначаются значения плотности тока  $j$  и коэффициента насыщения. В машинах с электромагнитным возбуждением он находится в пределах от  $K_n = 1,30$  до  $K_n = 1,70$ .

Далее реализуется методика определения радиального размера пазов, потребного для размещения проводов, общая площадь меди которых составляет:

$$S_m = \frac{\pi D A K_n}{2 Z_1 j}. \quad (2)$$

В методике реализуется решение квадратного уравнения, с коэффициентами, представляющими квадратичную, линейную и независимую функции высоты паза. Эти коэффициенты зависят от долей площади паза, заполненных проводами и заполненных изоляциями. Учитывается также уменьшение его площади под влиянием припуска на сборку пакета магнитопровода.

После нахождения высоты пазов под обмотку определяются остальные размеры поперечного сечения магнитопровода, в том числе внешний диаметр. Вычисляются длина вылета лобовых частей обмотки и габаритный размер двигателя в осевом направлении.

Затем выполняется расчет магнитной цепи по модели, которая учитывает нелинейность стальных участков. В ее состав (рис. 2) входят магнитные проводимости следующих участков магнитной цепи:

- полюса статора  $\Lambda_{\text{п}}$  и участков ярма к нему примыкающих  $\Lambda_{\text{я}}$ ;
- полюсного наконечника статора  $\Lambda_{\text{пн}}$ ;
- зазора между статором и ротором  $\Lambda_{\delta}$ ;
- областей замыкания потока рассеяния, пересекающего пазы, в том числе по полюсным наконечникам, и охватывающего лобовых части  $\Lambda_{\sigma}$ ;
- зубцов ротора в пределах одного полюсного деления статора  $\Lambda_{\text{зр}}$ .

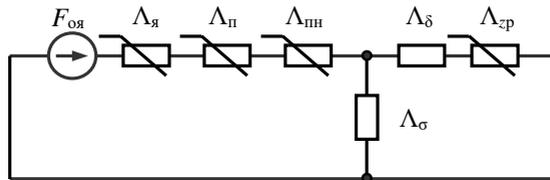


Рис. 2. Расчетная схема замещения магнитной цепи индукторного двигателя

Fig. 2. Calculation scheme for the replacement of the magnetic circuit of an inductor motor

Магнитный поток по этой схеме замещения удобно определять, используя известный графоаналитический метод [6]. Он подходит для расчета малоразветвленных магнитных цепей. В соответствии с ним вычисления проводятся по алгоритму, предусматривающему выполнение следующих процедур:

а) расчет кривых намагничивания зубцов и спинки статора, исходя из кривой намагничивания электротехнической стали;

б) построение общей кривой намагничивания для зубцов, спинки и полюсных наконечников статора в результате суммирования значений МДС этих участков, найденных при одинаковых значениях потока;

в) пересчет кривой намагничивания зубцов ротора из характеристики намагничивания магнитного материала ротора;

г) определение общей характеристики намагничивания для стальных участков магнитной цепи  $F_{\text{Fe}}(\Phi)$  суммированием значений аргумента кривых, полученных при выполнении пунктов б и в;

е) расчет линейной проводимости для потока через зазор между статором и ротором под полюсным наконечником статора, который выполняется при расположении зубцов статора и ротора напротив друг друга  $\Lambda_{\delta}$ ;

ж) определение наибольшего потока в зазоре между статором и ротором по ординате точки пересечения характеристики  $F_{\text{Fe}}(\Phi)$  и прямой, характеризующей зависимость максимального магнитного потока в зазоре  $\Phi_{\delta\text{max}}$ :

$$F_{\delta} = F_k - \frac{\Phi_{\delta 1}}{\Lambda_{\delta} + \Lambda_{\sigma}}, \quad (3)$$

где  $F_k$  – МДС одной катушки обмотки, предварительно рассчитанная, исходя из принятых линейной нагрузки  $A$  (в Амперах на метр окружности внутреннего диаметра статора) и плотности тока  $j$  (в А/мм<sup>2</sup>).

Построения, отражающие изложенную последовательность графоаналитического решения нелинейного уравнения магнитной цепи машины, показаны на рис. 3. Здесь кривая  $I$  представляет собой сумму падений магнитного напряжения на всех ферромагнитных участках магнитной цепи двигателя. Верхняя и нижняя прямые представляют проводимость воздушного зазора. Они получены при совпадении оси фазы обмотки и оси зубца ротора и при совпадении ее с осью паза ротора соответственно.

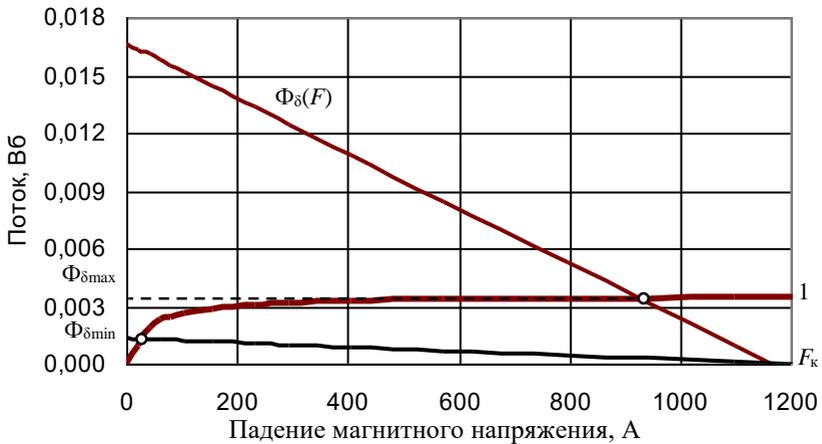


Рис. 3. Графоаналитическое решение нелинейного уравнения магнитной цепи явнопольной машины

Fig. 3. Graphic-analytical solution of the nonlinear equation of the magnetic circuit of a salient-pole machine

### III. Результаты проектирования

Последовательность и основные результаты проектировочного расчета двигателя представлены в табл. 1. Расчетная (проектировочная) схема двигателя представлена на рис. 1, где приняты следующие обозначения размеров:

$D_p$  – диаметр ротора;

$b_{сп}$  – толщина спинки (ярма) магнитопровода статора;  
 $b_c$  – ширина зубца статора;  
 $b_{пер}$  – длина дуги перекрытия границ полюсного наконечника полюса статора и зубца ротора в положении наибольшей проводимости зазора;  
 $b_{пн}$  – ширина полюсного наконечника (магнитомягкой вставки) в герметизирующей трубе статора;  
 $h_{пс}$  – высота полюсного наконечника статора;  
 $h_{кл}$  – толщина пазового клина;  
 $D_{п}$  – диаметр статора по внутренней поверхности полюсов (диаметр расточки);  
 $D_{нар}$  – наружный диаметр статора;  
 $b_p$  – ширина зубца ротора;  
 $h_{zp}$  – высота зубца ротора;  
 $\delta$  – радиальный размер воздушного зазора;  
 $d_{ср\_об}$  – средний диаметр обмотки;  
 $h_{пн}$  – высота полюсных наконечников.

**Таблица 1.**  
**Исходные данные и результаты проектировочного расчета**

**Table 1.**  
**Initial data and results of the design calculation**

<b>Наименование параметра</b>	<b>Значение</b>
Потребный момент на валу, Н·м	12,753
Частота вращения ротора, рад/с (об/мин)	15,5 (150)
Соотношение размеров «Длина/Диаметр» ротора	2,8
Число фаз обмотки статора	4
Число зубцов на статоре	8
Число полюсов обмотки якоря	4
Число зубцов на роторе	6
Обмоточный коэффициент	0,7071
Относительная длина полюсных дуг зубцов статора	0,43
Линейная нагрузка, А/м	22000
Индукция в зазоре, Тл	0,72
Диаметр расточки статора, м	0,08
Осевая длина пакета с учетом толщины нажимных листов, мм	350
Осевая длина ротора, мм	236
Ширина полюсных наконечников статора, мм	13,5
Плотность тока, А/мм <sup>2</sup>	4,0
Коэффициент насыщения	1,63
Площадь меди обмоточных проводов, мм <sup>2</sup>	140,09
Коэффициент заполнения паза медью	0,65

Продолжение табл. 1  
Table 1 (continued)

Наименование параметра	Значение
Припуск на сборку магнитопровода, мм	0,1
Обмоточный провод (ТУ 16-505.489-78)	ПНЭД-имид
Диаметр обмоточного провода без изоляции, мм	0,75
Площадь сечения обмоточного провода без изоляции, мм <sup>2</sup>	0,442
Диаметр изолированного провода, мм	0,804
Площадь, занятая проводами обмотки в пазу, мм <sup>2</sup>	317
Число витков катушек на одном зубце (полюсе) статора	318
Ток катушек, расположенных на одном зубце, А	1,767
МДС катушек одного зубца, А	1124
Общая толщина изоляции, мм	1,03
Высота полюсного наконечника, мм	5
Ширина зубца статора, мм	11,5
Толщина пазового клина, мм	1
Площадь изоляции вне зависимости от высоты паза, мм <sup>2</sup>	103,64
Площадь изоляции, линейно зависящая от высоты паза, мм	4,736
Высота паза и зубца статора, мм	31,53
Радиальный размер спинки статора, мм	6
Наружный диаметр статора, мм	168
Средний радиус закругления лобовых частей катушек, мм	18,086
Средняя длина витка, м	0,562
Активное сопротивление фазы и катушки при 20°C, Ом	7,075
Активное сопротивление фазы обмотки при рабочей температуре, Ом	10,75
Воздушный зазор, мм	0,25
Диаметр ротора, мм	79,5
Ширина зубца ротора, мм	14
Высота зубца ротора, мм	9,5
Номинальный ток фазы, А	3,534
Амплитуда тока при треугольной форме импульсов, А	6,12
Проводимость рассеяния магнитного потока по полюсным наконечникам, Гн	$8,268 \cdot 10^{-8}$
Проводимость пазового рассеяния (на один паз), Гн	$2,485 \cdot 10^{-7}$
Проводимость воздушного зазора под полюсом при совпадении осей зубцов ротора с осью фазы, Гн	$1,63 \cdot 10^{-5}$
Амплитуда магнитного потока в зазоре, Вб	$4,493 \cdot 10^{-3}$
Средний электромагнитный момент, обеспечиваемый катушками одной фазы на полупериоде изменения, Н·м	6,444
Динамический момент при одновременном возбуждении половины фаз, Н·м	12,887
Амплитуда индукции в зазоре, Тл	1,331

Окончание табл. 1  
Table 1 (continued)

Наименование параметра	Значение
Амплитуда индуктивности фазы, Гн	0,808
Электромагнитная постоянная времени фазы, с	0,114
Электрические потери в меди обмотки якоря при действующем значении тока, равном номинальному, Вт	268,671
Момент инерции ротора с учетом возможного его увеличения под влиянием подвижных масс привода, кг·м <sup>2</sup>	3,915·10 <sup>-3</sup>
Частота приемистости при идеальном холостом ходе, об/мин	413,3
Наибольшая частота перемагничивания стали магнитопровода статора, Гц	41,33
Масса спинки (ярма) магнитопровода статора, кг	5,484
Потери в спинке (ярме) статора при номинальной частоте, Вт	11,822
Масса зубцов статора, кг	5,047
Масса полюсных наконечников, кг	0,993
Магнитные потери в зубцах статора, Вт	8,392
Магнитные потери в полюсных наконечниках статора, Вт	1,6
Масса зубцов ротора, кг	1,469
Магнитные потери в роторе, Вт	0,084
Сумма магнитных потерь на номинальной частоте, Вт	21,903
Длина статора с учетом вылета лобовых частей, мм	276
Полезная мощность на номинальной частоте, Вт	200,3
Электрический КПД на частоте приемистости	0,408
Постоянная Арнольда (расчет через электрические параметры), м <sup>2</sup> /Н	1,32·10 <sup>-4</sup>
Постоянная Арнольда (расчет через механические параметры), м <sup>2</sup> /Н	1,183·10 <sup>-4</sup>
Масса меди обмоточных проводов, кг	5,644
Общая масса магнитных материалов статора и ротора, кг	17,016
Общая масса активных частей, кг	22,66
Удельная тепловая нагрузка от электрических потерь в обмотке, А <sup>2</sup> /м/мм <sup>2</sup> (допустимо не более 1500-2000 А <sup>2</sup> /м/мм <sup>2</sup> )	1427

Средний электромагнитный момент при повороте ротора на половину зубцового деления из положения наибольшей магнитной проводимости воздушного зазора в результате убыли энергии ветви магнитной цепи с катушками одной фазы:

$$M_{\text{cp}} = \frac{1}{2} (\Phi_{\delta\text{max}} - \Phi_{\delta\text{min}}) F_k^2 \frac{Z_2 Z_1}{\pi m}, \quad (4)$$

где  $Z_1$  и  $Z_2$  – число зубцов на статоре и на роторе, соответственно,  $m$  – число фаз обмотки;  $\Phi_{\delta\text{min}}$  – минимальный поток в зазоре, который имеет место при

совпадении осей зубцов полюсного наконечника с осями пазов ротора. Он вычисляется посредством функции, аналогичной (3), но при подстановке вместо  $\Lambda_\delta$  значения, соответствующего минимальной проводимости зазора  $\Lambda_{\delta\min}$ , которая является функцией относительной, по отношению к зазору, ширины открытия паза  $t_z/\delta$ , рассчитанной ранее [7] методом конечных элементов [8]. Последняя строка в таблице представляет собой косвенную проверку теплового состояния машины при выбранных значениях электромагнитных нагрузок и плотности тока в проводах обмотки. Полученное значение удельной тепловой нагрузки не должно превышать уровня  $1500\text{--}2000 \frac{\text{A}^2}{\text{м} \cdot \text{мм}^2}$ , для класса изоляции  $F$ .

Критерием верного определения размеров пазов и зубцов является расположение максимального значения потока в зазоре  $\Phi_{\delta\max}$  на насыщенном участке кривой намагничивания ферромагнитных участков магнитной цепи  $F_{Fe}(\Phi)$ , а минимального потока  $\Phi_{\delta\min}$  – на начальном, ненасыщенном, участке этой кривой.

Из среднего значения можно выделить первую гармонику момента для одной фазы двигателя:

$$M_1 = \frac{4M_{\text{cp}}}{\pi} = 1,273M_{\text{cp}}, \quad (5)$$

и электромагнитный момент машины в целом:

$$M_{\text{эм}} = \frac{m}{2} M_1. \quad (6)$$

Спроектированный двигатель был изготовлен и испытан. Испытания подтвердили характеристики двигателя по развиваемому моменту.

#### IV. Выводы

Для повышения точности результатов при оценке момента в алгоритм проектирования индукторных следует ввести нелинейные процедуры расчета магнитной цепи графо-аналитическим методом, или его цифровым аналогом. Метод позволяет выполнить расчет магнитной цепи, замещающей ветвь с катушками одной фазы двигателя, до и после поворота ротора на половину зубцового деления из положения максимальной проводимости зазора.

Наличие размагничивающего фактора – перехода через «колени» кривой намагничивания ферромагнитных участков этой ветви при повороте

ротора на половину зубцового деления может служить критерием правильности выбора параметров зубцовой зоны проектируемого двигателя и его обмоточных данных.

© Смирнов А.Ю., 2022

© Кудряшов Д.А., 2022

© Уснунц-Кригер Т.Н., 2022

Поступила в редакцию 17.02.2022

Received 17.02.2022

### Библиографический список

- [1] Смирнов А.Ю. Электропривод с бесконтактными синхронными двигателями. М.: ИНФРА-М, 2021. – 200 с. DOI: 10.12737/1192105
- [2] Смирнов А.Ю. Индукторные машины. Проектирование и вычислительный анализ (специальный курс). М.: Изд-во Форум, 2015. – 192 с.
- [3] Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. – 928 с.
- [4] Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. [и др.]. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1980. – 496 с.
- [5] Копылов И.П., Клоков Б.К. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. Том 2. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 688 с.
- [6] Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528с.
- [7] Смирнов А.Ю., Александрова Е.Н., Зимин А.Ю. Уточнение моделей расчета момента при проектировании явнополюсных индукторных двигателей // Электричество. 2020. № 11. С. 54-59. DOI: 10.24160/0013-5380-2020-11-53-59
- [8] Фисенко В.Г. Численные расчеты электромагнитных полей в электрических машинах на основе метода конечных элементов. М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 44с.

### References

- [1] A.Yu. Smirnov, *Elektroprivod s beskontaktnymi sinhronnymi dvigatelyami* [Electric drive with contactless synchronous motors]. Moscow: INFRA-M, 2021. DOI: 10.12737/1192105 (in Russian).
- [2] A.Yu. Smirnov, *Induktornye mashiny. Proektirovanie i vychislitel'nyy analiz (special'nyj kurs)* [Inductor machines. Design and computational analysis (special course)]. Moscow: Forum, 2015 (in Russian).
- [3] A.V. Ivanov-Smolenskiy, *Elektricheskie mashiny* [Electrical machines]. Moscow: Energy, 1980 (in Russian).
- [4] I.P. Kopilov et al., *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [Electrical machine's design]. Moscow: Energy, 1980 (in Russian).
- [5] I.P. Kopilov and B.K. Klovok, *Spravochnik po elektricheskim mashinam* [Handbook on Electric Machines]. Vol. 2. Moscow: Energoatomizdat, 1989 (in Russian).
- [6] G.V. Zeveke, P.A. Ionkin, A.V. Netushil and S.V. Strahov, *Osnovi teorii cepei* [The foundations of circuit theory]. Moscow: Energoatomizdat, 1989 (in Russian).

- [7] A.Yu. Smirnov, E.N. Aleksandrova and A.Yu. Zimin, “Refining the torque calculation models in designing salient-pole inductor motors”, *Electricity*, no. 11, pp. 54-59, 2020. DOI: 10.24160/0013-5380-2020-11-53-59
- [8] V.G. Fisenko, *Chislennye rascheti elektromagnitnyh polej v elektricheskikh mashinah na osnove metoda konechnih elementov [Tutorial on electromagnetic fields in electric machines calculation by FEM method]*. Moscow: MPEI, 2002 (in Russian).

### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Смирнов Александр Юрьевич**, доктор технических наук, профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, ведущий инженер-конструктор АО «Опытное конструкторское Бюро Машиностроения им. И.И. Африкантова», г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Alexander Yu. Smirnov**, D. Sci. (Eng.), professor of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, chief design engineer of the JSC “Afrikantov OKBM”, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Кудряшов Дмитрий Андреевич**, аспирант Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Dmitry A. Kudryashov**, postgraduate student of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Уснунц-Кригер Татьяна Николаевна**, кандидат технических наук, заведующая кафедрой Выксунского филиала Национального исследовательского технологического университета «МИСиС», г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Tatyana N. Usnunts-Kriger**, Cand. Sci. (Eng.), head of the chair of the Vyksa Branch of the National University of Science and Technology “MISIS”, Nizhny Novgorod region, Vyksa, Shimorskoye, Russian Federation

УДК 621.318.3

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_16

## РАСЧЕТ И ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТА МАГНИТОРЕОЛОГИЧЕСКОГО ТРАНСФОРМАТОРА УПРАВЛЯЕМОЙ ВИБРОЗАЩИТНОЙ ГИДРООПОРЫ

**А.И. Ермолаев**

Институт проблем машиностроения Российской академии наук  
Нижний Новгород, Россия  
acidwolfvx@rambler.ru

Выполнены расчет и оптимизация электромагнита магнитореологического трансформатора управляемой виброзащитной гидравлической опоры ОГМ-95 с двумя цилиндрическими каналами посредством программ мультифизического конечно-элементного моделирования. Необходимость проведения повторного расчета электромагнита магнитореологического трансформатора гидроопоры обусловлена изменением технических требований к нему и переходом на питание постоянным током. Актуальность исследования также состоит в повышении интереса к данному типу виброзащитных устройств, поиске новых путей их совершенствования, в том числе, с использованием новых возможностей компьютерных программ. Приведен краткий алгоритм настройки параметров конечно-элементной модели, основные требования к электромагниту магнитореологического трансформатора, используемые при вычислениях математические выражения для определения магнитного поля с учетом намагничивания магнитореологической жидкости и стального сердечника. При оптимизации электромагнита использовались две целевые функции: сумма потребляемой мощности и электромагнитной постоянной времени и интегральная функция квадрата разности действительного и требуемого значений индукции магнитного поля в гидравлическом канале. Сравнение новых результатов расчета с параметрами гидроопоры ОГМ-95 показало, что новый электромагнит потребляет в 6 раз меньше энергии при номинальном токе, имеет в 3 раза меньшую плотность тока, при этом обеспечивает почти такую же плотность магнитного потока в гидравлическом канале.

**Ключевые слова:** гидроопора, магнитореологический трансформатор, метод конечных элементов, моделирование, оптимизация, целевая функция, электромагнит.

**Для цитирования:** Ермолаев, А.И. Расчет и оптимизация электромагнита магнитореологического трансформатора управляемой виброзащитной гидроопоры // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 16-26.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_16

# CALCULATION AND OPTIMIZATION OF MAGNETORHEOLOGICAL TRANSFORMER ELECTROMAGNET OF SEMIACTIVE HYDROMOUNT

**A.I. Ermolaev**

Mechanical Engineering Research Institute of Russian Academy of a Science  
Nizhny Novgorod, Russia  
acidwolfvx@rambler.ru

**Abstract.** The purpose of the article is to perform the calculation and optimization of the electromagnet of the magnetorheological transformer of a semiactive hydraulic mount OGM-95 with two cylindrical channels by means of a multiphysical finite element modeling (FEM) modeling. The need to re-calculate the electromagnet of the magnetorheological transformer of the hydraulic mount was due to a change in the technical requirements for it and the transition to DC power. The relevance of the research also consists in increasing interest in this type of vibration protection devices, in finding for new approaches to improve them, including using the new possibilities of computer technology. The article presents a brief algorithm for tuning the finite element model, the basic requirements for the magnetorheological transformer electromagnet, mathematical expressions used in calculations to determine the magnetic field taking into account the magnetization of the magnetorheological fluid and the steel core. When optimizing the electromagnet, two objective functions were used: the sum of the power consumption and the electromagnetic time constant and the integral function of the squared difference between the actual and desirable values of the magnetic flux density in the hydraulic channel. A comparison of the new calculation results with the parameters of the OGM-95 hydraulic mount showed that the new electromagnet consumes 6 times less energy at rated current, has 3 times less current density, while providing almost the same magnetic field density in the hydraulic channel.

**Keywords:** electromagnet, finite element method, hydraulic mount, magnetorheological transformer, optimization, objective function, simulation.

**For citation:** A.I. Ermolaev, "Calculation and optimization of magnetorheological transformer electromagnet of semiactive hydromount", *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 16-26, 2022. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_16

## I. Введение

В последнее время наиболее прогрессивным направлением в области разработки новых виброзащитных средств является класс устройств т.н. управляемой или полупассивной виброзащиты [1-2]. Управляемые виброзащитные устройства сочетают в себе достоинства как пассивных виброизоляторов, так и активных виброгасителей [3]. Принцип работы управляемых виброзащитных устройств основан на своевременном изменении физиче-

ских свойств их чувствительных элементов посредством внешнего источника энергии и алгоритма управления, что обеспечивает повышение качества виброгашения по сравнению с пассивными гасителями. Вместе с тем, энергопотребление таких устройств в 10-100 раз меньше, чем у активных виброгасителей, потребляемая мощность которых по определению должна быть больше мощности основной гармоники вибрации.

К средствам управляемой виброзащиты относятся, в частности, магнитореологические демпферы. Принцип их действия основан на использовании магнитовязкого (магнитореологического) эффекта, заключающегося в способности материалов изменять свою вязкость (предел текучести) в зависимости от магнитного поля [1-4]. Важнейшим элементом электромагнитной и магнитореологической подсистем гидропоры является магнитореологический трансформатор (МРТ), состоящий из возбуждающего электромагнита (ВЭ) и гидравлических каналов с магнитореологической жидкостью (МРЖ). Расчет этого элемента предполагает выбор конфигурации МРТ, определение его основных геометрических размеров, а также параметров электромагнитной катушки. МРТ при этом должен обеспечить требуемую силу демпфирования, магнитное поле в канале, быстродействие и динамический диапазон.

Цель данной статьи – описать процесс расчета и оптимизации электромагнита МРТ с двумя цилиндрическими каналами на примере магнитореологической гидропоры (МРГО) ОГМ-95 с применением программных средств мультифизического конечно-элементного моделирования, а также сравнить полученные в ходе вычислений параметры нового МРТ с существующим. Описанный в статье подход может быть применен для расчета МРТ другой конфигурации, например, для поршневых МРГО с кольцевыми каналами, в любых программных средах конечно-элементного моделирования. Разработанная компьютерная модель позволяет очень быстро пересчитать МРТ при других технических требованиях и провести автоматическую оптимизацию ВЭ.

## **II. Требования к магнитореологическому трансформатору**

Расчет МРТ проводился для МРГО модели ОГМ-95, разработанной НИЛ «Управляемая виброзащита электромеханических комплексов». Конфигурация МРТ такой опоры приведена на рис. 1. Геометрия МРТ рассматриваемой МРГО была воспроизведена в редакторе среды мультифизического проектирования в составе расчетной модели. Геометрия модели МРТ и ее расчетная сетка приведены на рис. 2.

На основании этих исходных данных геометрические размеры и электротехнические параметры ВЭ МРТ были подобраны таким образом, чтобы МРТ удовлетворял техническим требованиям [5]:

1. достаточное быстродействие ( $T < 0,05$  с);
2. незначительное энергопотребление ( $P < 20$  Вт);
3. ток не должен перегревать катушку ВЭ ( $4I / \pi d^2 \leq 5$  А/мм<sup>2</sup>) [6, 7];
4. магнитное поле в канале с МРЖ должно достигать насыщения при максимальном токе ( $B \geq 0,3$  Тл для *MRF-122EG*).

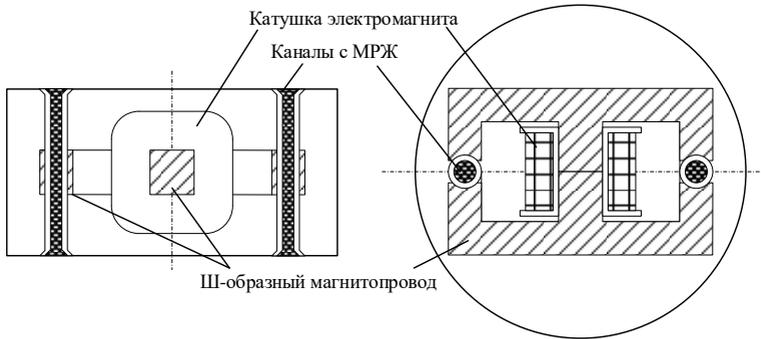
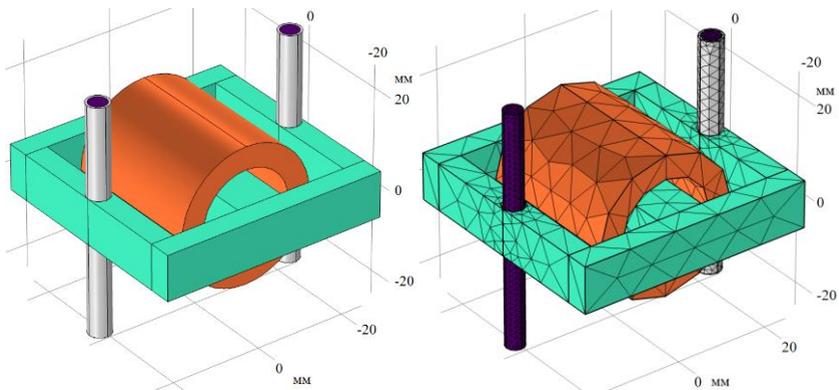


Рис. 1. Магнитоологический трансформатор опоры ОГМ-95

Fig. 1. Magnetorheological transformer of OGM-95 mount



(а)

(б)

Рис. 2. Модель МРТ:  
геометрия (а); расчетная сетка (б)

Fig. 2. Model of MRT:  
geometry (а); mesh (б)

### III. Расчет магнитореологического трансформатора

Первый этап настройки модели предполагает задание электромагнитных свойств материалов для различных ее компонентов: магнитной  $\mu$  и диэлектрической проницаемости  $\varepsilon$ , удельной электропроводности  $\sigma$  и интерполированной кривой намагничивания  $B(H)$ . Последующий расчет магнитного поля в каждой точке расчетной области модели осуществляется с использованием уравнений в частных производных [8, 9]:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{j} \\ \mathbf{B} &= \nabla \times \mathbf{A} \\ \mathbf{j} &= \sigma \mathbf{E} + \mathbf{j}_e\end{aligned}\tag{1}$$

где  $\nabla$  – оператор набла,  $\mathbf{H}$  – вектор напряженности магнитного поля,  $\mathbf{j}$  – вектор плотности электрического тока,  $\mathbf{B}$  – вектор индукции магнитного поля,  $\mathbf{A}$  – векторный потенциал,  $\mathbf{E}$  – вектор напряженности электрического поля,  $\mathbf{j}_e$  – вектор плотности индуцированного тока.

Первое уравнение системы (1) представляет собой формализацию теоремы о циркуляции магнитного поля, второе – закон Гаусса, а третье – закон Ома в дифференциальной форме [9]. Катушка ВЭ рассчитывается как однородный многовитковый проводник кольцевой формы. Помимо удельной электропроводности и геометрических размеров, для катушки МРТ определяются исходные данные: ток  $I$ , диаметр провода  $d$  и число витков  $N$ . Расчет катушки ВЭ является наиболее ответственным этапом разработки МРТ, поскольку ее параметры определяют быстродействие, энергопотребление и допустимый ток [1, 10].

Быстродействие катушки ВЭ оценивалось через величину электромагнитной постоянной времени катушки  $T_{ЭМ}$ , определяемой из соотношения [11]:

$$T_{ЭМ} = \frac{L}{R} = \frac{5,653}{204,98} = 0,0276 \text{ с},\tag{2}$$

где  $L$  – индуктивность электромагнита,  $R$  – сопротивление обмотки.

Параметры  $L$  и  $R$  моделируемого МРТ были автоматически определены исходя из геометрических размеров ВЭ и параметров материалов. В случае питания катушки постоянным током энергопотребление ВЭ МРТ определяется известным выражением [11]:

$$P = IR^2 = I \left( 8N \frac{r_{сп} \rho}{d^2} \right) = 2,95 \text{ Вт},\tag{3}$$

где  $r_{\text{ср}} = 12,5$  мм – радиус средней линии обмотки катушки,  $\rho = 0,017$  Ом·мм<sup>2</sup>/м – удельное сопротивление материала обмотки,  $I = 0,12$  А,  $d = 0,2$  мм,  $N = 5000$ .

Как следует из (2) и (3), с ростом сопротивления  $R$  уменьшается постоянная времени  $T_{\text{ЭМ}}$  и увеличивается потребляемая мощность  $P$ . Таким образом, конструкция МРТ может быть дополнительно оптимизирована в пользу повышения быстродействия, либо уменьшения энергопотребления.

Наконец, ток  $I$ , протекающий через катушку ВЭ, не должен перегревать ее при непрерывной работе. Для этого должно выполняться условие  $4I / \pi d^2 \leq 5$  А/мм<sup>2</sup> [6, 7]. Для обмотки ВЭ плотность тока будет равна:

$$\frac{I}{S} = \frac{4I}{\pi d^2} = 3,82 \text{ А/мм}^2. \quad (4)$$

Поскольку  $3,82 \leq 5,00$ , условие по нагреву обмотки ВЭ МРТ выполняется. Данное условие справедливо для проводов и обмоток с естественным охлаждением, работающих в непрерывном режиме [7].

Вектор плотности индуцированного в катушке тока определялся из следующего соотношения [12]:

$$\mathbf{j}_e = \frac{NI}{A} \mathbf{e}, \quad (5)$$

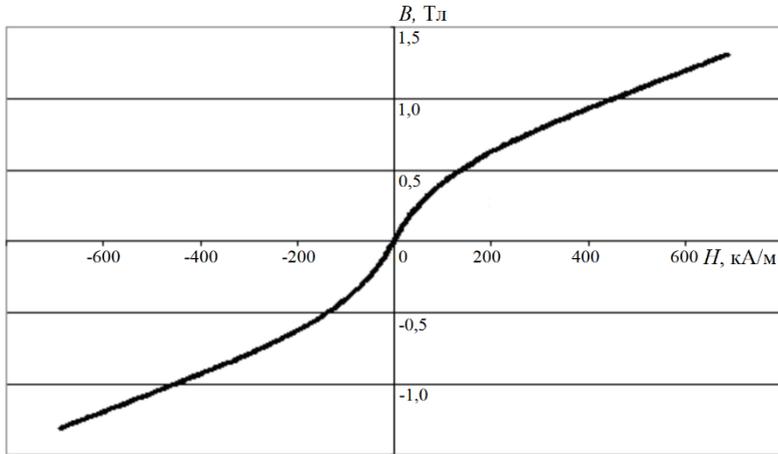
где  $N$  – число витков катушки,  $I$  – сила тока,  $A$  – площадь продольного сечения обмотки катушки,  $\mathbf{e}$  – вектор направлений тока в катушке.

Расчет значений магнитной индукции в магнитопроводе и МРЖ осуществлялся методом конечных элементов с предварительным этапом анализа геометрии катушки электромагнита, необходимым для определения направления тока. Для МРЖ и магнитопровода, где магнитное поле достигает насыщения при малых значениях напряженности  $\mathbf{H}$ , магнитная индукция рассчитывалась по формуле [13]:

$$\mathbf{B} = f(\|\mathbf{H}\|) \frac{\mathbf{H}}{\|\mathbf{H}\|}, \quad (6)$$

где  $\|\mathbf{H}\|$  – вектор напряженности магнитного поля,  $\mathbf{H}$  – вектор напряженностей согласно кривой намагничивания материала. Для МРЖ типа *MRF-122EG* эта кривая приведена на рис. 3 [14].

Для обмотки катушки и других немагнитных материалов, учитываемых в модели, действует классический закон намагничивания  $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ , где  $\mu_0$  – магнитная постоянная [13].

Рис. 3. Кривая намагничивания *MRF-122EG*Fig. 3. Magnetization curve of *MRF-122EG*

#### IV. Оптимизация магнитоэлектрического трансформатора

Приведенные в предыдущем разделе значения были получены в результате совместного расчета модели и задачи оптимизации МРТ. Как было показано ранее, оптимизация проводилась с целью повышения определенных показателей производительности или эффективности МРТ при поддержании остальных на требуемом уровне. Так, приоритетными показателями выступили быстродействие и потребляемая мощность, зависящие от  $R$ . Целевая функция в этом случае является линейной:

$$S_1 = \frac{L}{R} + w \cdot I^2 \cdot R \rightarrow \min_{\{R\}}, \quad (7)$$

где  $w = 0,001$  с/Вт – весовой коэффициент (определяется экспериментально).

Для решения задачи оптимизации были заданы граничные условия:

$$\begin{cases} T = \frac{L}{R} \leq 0,05 \text{ с} \\ P = R \cdot I^2 \leq 20 \text{ Вт} \end{cases}, \quad (8)$$

а также условие по нагреву ( $4I / \pi d^2 \leq 5$  А/мм<sup>2</sup>). Варьируемыми параметрами являлись питающий ток  $I$ , число витков катушки  $N$  и диаметр провода  $d$ ,

причем последние параметры связаны между собой через геометрию модели ( $Nd^2 = \text{const}$ ). Из (7) следует, что минимизация целевой функции достигается при  $I = 0$  А. Во избежание получения решения задачи оптимизации при нулевом токе в модель была добавлена интегральная целевая функция, минимизация которой достигается путем уменьшения погрешности магнитного поля  $B$  в гидравлическом канале с МРЖ относительно заданного значения  $B_0 = 0,35$  Тл методом наименьших квадратов. Обе задачи минимизации решаются совместно. Сама целевая функция при этом имеет вид:

$$S_2 = \int_0^{l_0} (B - B_0)^2 dl \rightarrow \min. \quad (9)$$

Целевая функция  $S_2$  необходима при проектировании МРТ для того, чтобы при расчетных значениях параметров ВЭ магнитное поле в каналах с МРЖ было равно заданному. Распределение магнитного поля в МРТ представлено на рис. 4.

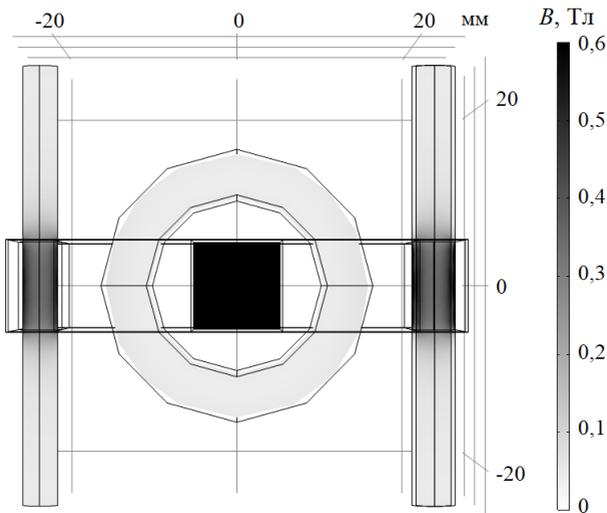


Рис. 4. График магнитного поля в МРТ

Fig. 4. Magnetic field density in the MRT

После нескольких итераций процесса оптимизации были получены окончательные значения искоемых параметров МРТ. Эти и связанные с ними параметры приведены в табл. 1.

Таблица 1.  
 Параметры магнитореологического трансформатора

Table 1.  
 Parameters of magnetorheological transformer

Параметр	Обозначение	ОГМ-95	Новый МРТ	Ед. изм.
Радиус средней линии катушки	$r_{\text{ср}}$	0,0125	0,0125	м
Число витков	$N$	4850	5000	витков
Диаметр обмотки	$d$	0,00014	0,0002	м
Толщина катушки	$h_{\text{к}}$	0,0032	0,005	м
Диаметр канала	$t_d$	0,004	0,004	м
Сопротивление катушки	$R$	420,00	204,98	Ом
Индуктивность ВЭ	$L$	1,05	5,6526	Гн
Сила тока	$I$	0,2	0,120	А
Потребляемая мощность	$W$	17,0	2,9517	Вт
Постоянная времени	$T_{\text{ЭМ}}$	0,0025	0,0276	с
Магнитная индукция в канале с МРЖ	$B \approx B_0$	0,5	0,350	Тл

## В. Заключение

Разработанная мультифизическая конечно-элементная модель МРТ позволила исследовать протекающие в нем электромагнитные процессы и рассчитать его электротехнические параметры. Проведенная оптимизация параметров ВЭ МРТ позволила добиться существенного снижения энергопотребления  $P$  (с 17,00 до 2,95 Вт) за счет уменьшения питающего тока  $I$  (с 0,20 до 0,12 А) и сопротивления  $R$  (с 420 до 205 Ом). Магнитная индукция  $B$  в канале с МРЖ при этом снизилась незначительно (с 0,50 до 0,35 Тл). Установлено, что у существующей конструкции МРГО модели ОГМ-95, использующей электромагнит переменного тока, не выполнялось условие по нагреву (4) при номинальном токе ( $4I / \pi d^2 = 4 \cdot 0,2 / \pi \cdot 0,14^2 \approx 13 \geq 5 \text{ А/мм}^2$ ). Уменьшение плотности тока и потребляемой мощности было достигнуто за счет увеличения диаметра провода, что, однако, привело к существенному снижению быстродействия МРТ (с 2,5 до 27,6 мс). Вместе с тем, такое быстродействие является достаточным для виброгасителя, работающего в условиях биений и переменных частот вибровозмущений.

*Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 20-19-00372).*

© Ермолаев А.И., 2022

Поступила в редакцию 01.03.2022

Received 01.03.2022

**Библиографический список**

- [1] Wang D.H., Liao W.H. Magnetorheological fluid dampers a review of parametric modeling // *Smart Materials and Structures*. 2011. Vol. 20. No. 2. 023001. DOI: 10.1088/0964-1726/20/2/023001
- [2] Xia Z., Wang X., Hou J., Wei S., Fang Y. Non-linear dynamic analysis of double-layer semi-active vibration isolation systems using revised Bingham model // *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*. 2016. Vol. 35. No. 1. Pp. 17–24. DOI: 10.1177/0263092316628715
- [3] Yuan X., Tian T., Ling H., Qiu T., He H. A review on structural development of magnetorheological fluid damper // *Shock and Vibration*. 2019. Vol. 2019. ID 1498962. DOI: 10.1155/2019/1498962
- [4] Krauze P. Comparison of control strategies in a semi-active suspension system of the experimental ATV // *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*. 2013. Vol. 32. Pp. 67–80. DOI: 10.1260/0263-0923.32.1-2.67
- [5] Ebrahimi B. Development of hybrid electromagnetic dampers for vehicle suspension systems: PhD Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2009. – 192 p.
- [6] Белоруссов Н.И., Бачелис Д.С., Саакян А.Е. Электрические кабели, провода и шнуры. – М.: Книга по Требованию, 2013. – 704 с.
- [7] Токовые нагрузки на кабели и провода [Электронный ресурс] // Кабель.РФ. URL: <https://cable.ru/articles/id-62.php> (Дата обращения: 15.12.2020).
- [8] Баландин М.Ю., Шурина Э.П. Векторный метод конечных элементов. Новосибирск: НГТУ, 2001. – 69 с.
- [9] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. В 10 т. Т. II. Теория поля. 8-е изд. М.: Физматлит, 2003. – 536 с.
- [10] Yang G., Spencer Jr. B.F., Carlson J.D., Sain M.K. Large-scale MR fluid dampers modeling, and dynamic performance considerations // *Engineering Structures*. 2002. Vol. 24. No. 3. Pp. 309–323. DOI: 10.1016/S0141-0296(01)00097-9
- [11] Nguyen Q.-H., Han Y.-M., Choi S.-B., Wereley N.M. Geometry optimization of MR valves constrained in a specific volume using the finite element method // *Smart Materials and Structures*. 2007. Vol. 16. No. 6. Pp. 2242–2252. DOI: 10.1088/0964-1726/16/6/027
- [12] Woan G. *The Cambridge Handbook of Physics Formulas*. Cambridge University Press, 2000. – 220 p. DOI: 10.1017/CBO9780511755828
- [13] Калашников Э.Г., Электричество. 4е изд. М.: Наука, 1977. – 591 с.
- [14] Lordmrstore. Products: [Электронный ресурс] // LORD Corp. URL: <http://www.lordmrstore.com/lord-mr-products>. (Дата обращения: 10.02.2022).

**References**

- [1] D.H. Wang and W.H. Liao, “Magnetorheological fluid dampers a review of parametric modeling”, *Smart Materials and Structures*, vol. 20, no. 2, 023001, Jan. 2011. DOI: 10.1088/0964-1726/20/2/023001
- [2] Z. Xia, X. Wang, J. Hou, S. Wei and Y. Fang, “Non-linear dynamic analysis of double-layer semi-active vibration isolation systems using revised Bingham model”,

- Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*, vol. 35, no. 1, pp. 17–24, March 2016. DOI: 10.1177/0263092316628715
- [3] X. Yuan, T. Tian, H. Ling, T. Qiu and H. He, “A review on structural development of magnetorheological fluid damper”, *Shock and Vibration*, vol. 2019, 1498962, Apr. 2019. DOI: 10.1155/2019/1498962
- [4] P. Krauze, “Comparison of control strategies in a semi-active suspension system of the experimental ATV”, *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*, vol. 32, pp. 67–80, March 2013. DOI: 10.1260/0263-0923.32.1-2.67
- [5] B. Ebrahimi, “Development of hybrid electromagnetic dampers for vehicle suspension systems”, PhD Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2009.
- [6] N.I. Belorussov, D.S. Bachelis and A.E. Saakyan, *Elektricheskie kabeli, provoda i shnury* [Electrical cables, wires and cords]. Moscow: Book on Demand, 2013 (in Russian).
- [7] Tokovye nagruzki na kabeli i provoda [Current loads on cables and wires]. [Online]. Available at: <https://cable.ru/articles/id-62.php> [Accessed: Dec. 15, 2020] (in Russian).
- [8] M.U. Balandin and E.P. Shurina. *Vektornyj metod konechnyh elementov* [Vector Finite Element Method]. Novosibirsk: NGTU, 2001 (in Russian).
- [9] L.D. Landau and E.M. Lifshitz, *Teoreticheskaya fizika. Vol. II. Teoriya polya* [Theoretical Physics. Vol. II. Field Theory]. 8th ed. Moscow: Fizmatlit, 2003 (in Russian).
- [10] G. Yang, B.F. Spencer Jr., J.D. Carlson, M.K. Sain, “Large-scale MR fluid dampers modeling, and dynamic performance considerations”, *Engineering Structures*, vol. 24, no. 3, pp. 309–323, March 2002. DOI: 10.1016/S0141-0296(01)00097-9
- [11] Q.-H. Nguyen, Y.-M. Han, S.-B. Choi and N.M. Wereley, “Geometry optimization of MR valves constrained in a specific volume using the finite element method”, *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 6, pp. 2242–2252, Oct. 2007. DOI: 10.1088/0964-1726/16/6/027
- [12] G. Woan, *The Cambridge Handbook of Physics Formulas*. Cambridge University Press. 2000, 220 p. DOI: 10.1017/CBO9780511755828
- [13] E.G. Kalashnikov, *Electrichestvo* [Electricity]. 4th ed. Moscow: Nauka, 1977 (in Russian).
- [14] Lordmrstore. Products. LORD Corp. [Online]. Available at: <http://www.lordmrstore.com/lord-mr-products>. [Accessed: Feb. 10, 2022].

### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

**Ермолаев Артем Игоревич**, кандидат технических наук, научный сотрудник Института проблем машиностроения Российской академии наук, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Artem I. Ermolaev**, Cand. Sci. (Eng.), researcher of the Mechanical Engineering Research Institute of RAS, Nizhny Novgorod, Russian Federation

УДК 621.316.727

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_27

## **ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЫСОКИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ**

**Ю.Г. Пономарев**

Вятский государственный университет  
Киров, Россия  
e-mail: yunkt@mail.ru

**Н.И. Присмотров**

Вятский государственный университет  
Киров, Россия  
ORCID: 0000-0002-6726-4209 e-mail: prismotrov@vyatsu.ru

**И.А. Шураков**

Вятский государственный университет  
Киров, Россия  
e-mail: usr10365@vyatsu.ru

Рассмотрен энергоэффективный вентильный электропривод с коэффициентом мощности близким к единице. Коррекция коэффициента мощности обеспечивается активным корректором на основе преобразователя Кука в составе звена постоянного тока электропривода. Предлагаемая структура электропривода может использоваться для бесщеточных машин как постоянного, так и переменного тока. Показана возможность коррекции коэффициента мощности при единственном контуре регулирования преобразователя Кука, работающего в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе. Примененный режим работы преобразователя обеспечивает условия мягкой коммутации силового ключа при нулевом напряжении, что значительно снижает коммутационные потери.

**Ключевые слова:** вентильный электропривод, корректор коэффициента мощности, преобразователь Кука, электромагнитная совместимость, энергетическая эффективность.

**Для цитирования:** Пономарев, Ю.Г. Вентильный электропривод с высоким коэффициентом мощности / Ю.Г. Пономарев, Н.И. Присмотров, И.А. Шураков // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 27-41.

DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_27

## BLDC AND PMBLAC MOTOR DRIVES WITH HIGH POWER FACTOR

**Yu.G. Ponomarev**

Vyatka State University  
Kirov, Russia  
e-mail: yunkt@mail.ru

**N.I. Prismotrov**

Vyatka State University  
Kirov, Russia  
ORCID: 0000-0002-6726-4209 e-mail: prismotrov@vyatsu.ru

**I.A. Shurakov**

Vyatka State University  
Kirov, Russia  
e-mail: usr10365@vyatsu.ru

**Abstract.** The article considers an energy-efficient brushless DC electric motor (BLDC) and permanent magnet brushless AC (PMBLAC) electric drive with a unit power factor. Correction of the power factor is provided by an active corrector based on the Cuk converter as part of the direct current link of the electric drive. The proposed structure of the electric drive can be used for brushless machines of both direct and alternating current. The possibility of correcting the power factor with a single loop control of the Cuk converter operating in the intermittent voltage mode on the separation capacitor is shown. The applied mode of operation of the converter provides conditions for soft switching of the power switch at zero voltage, which significantly reduces switching losses.

**Keywords:** BLDC motor, PMBLAC motor, power factor corrector, Cuk converter, electromagnetic compatibility, energy efficiency.

**For citation:** Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov and I.A. Shurakov, “BLDC and PMBLAC motor drives with high power factor”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 27-41, 2022. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_27

### I. Введение

В последнее время вентильные двигатели завоевывают все большую популярность по сравнению с другими типами двигателей, особенно в электроприводах малой и средней мощности. Это происходит благодаря таким их преимуществам, как высокий коэффициент полезного действия, компактный размер, отсутствие вибраций, минимальный акустический шум, высокая надежность и низкие требования к техническому обслуживанию. Они позволяют организовать относительно простое управление скоростью

и моментом на валу двигателя. Указанные преимуществам вентильных двигателей определили их широкое распространение в бытовых приборах: холодильниках, кондиционерах, вентиляционных вентиляторах, стиральных машинах, сушилках и др. Кроме того, они идеально подходят для медицинского оборудования, приводов роботов и электрического инструмента.

Разработанные в последние десятилетия технологии в области силовых полупроводников, микропроцессоров, схем управления регулированием скорости и производства вентильных двигателей с постоянными магнитами явились мощным толчком для развития вентильного электропривода. В общепринятом смысле вентильный электропривод представляет собой электромехатронную систему (рис. 1), в которой объединены синхронный двигатель, как правило, с возбуждением от постоянных магнитов, электронный коммутатор (ЭК), питающий обмотки якоря и система автоматического управления коммутатором, формирующая управляющие сигналы на основании показаний датчиков, чаще всего это датчик положения ротора (ДПР). При питании электропривода от сети переменного тока в его состав включают выпрямитель (В) и конденсатор в звене постоянного тока (ЗПТ), для формирования постоянного напряжения, питающего ЭК.

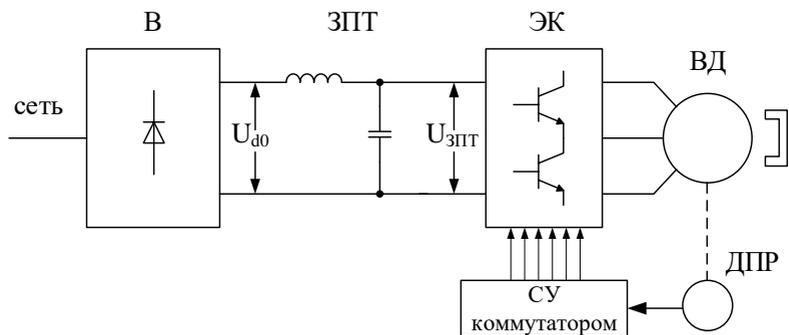


Рис. 1. Функциональная схема вентильного электропривода

Fig. 1. Functional diagram of the BLDC and PMSM electric drives

В зависимости от конструктивных особенностей, вентильные двигатели делятся на два основных вида: бесщеточные двигатели постоянного тока (*brushless DC motor (BLDC)*) и бесщеточные двигатели переменного тока (*permanent-magnet brushless AC motor (PMSM)*).

Бесщеточный двигатель постоянного тока (БДПТ) представляет собой обращенную машину постоянного тока, в которой роль щеточно-коллекторного узла выполняет электронный коммутатор совместно с ДПР. В

отличии от БДПТ, питание бесщеточного двигателя переменного тока осуществляется от инвертора, формирующего трехфазную систему напряжения (тока) с помощью синусоидальной или векторной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). При этом силовые части электронного коммутатора и инвертора, как правило аналогичны и построены по трехфазной мостовой схеме.

Наличие выпрямителя на входе силового энергетического канала вентильного электропривода и конденсатора большой емкости в ЗПТ приводит к нелинейности входного сопротивления электротехнической системы. Данное обстоятельство определяет непропорциональность входного тока напряжению питающей сети и тем самым является причиной появления высших гармонических составляющих в сетевом токе, вызывающих кондуктивные и электромагнитные помехи.

Указанные обстоятельства могут привести к следующим негативным последствиям [1]:

- перегрев и разрушение нулевых рабочих проводников кабельных линий;
- дополнительные потери в силовых трансформаторах;
- ложное срабатывание защитных устройств;
- ускоренное старение изоляции проводов и кабелей;
- ухудшение качества (несинусоидальность) питающего напряжения;
- сбои в работе и физический выход из строя цифрового оборудования;
- резонансные явления в электроустановках;
- снижение коэффициента мощности электроустановок.

Конфигурация вентильного электропривода (рис. 1) приводит к очень низкому коэффициенту мощности порядка 0,72 и высокому суммарному коэффициенту гармонических искажений (*THD*) тока питающей сети переменного тока. Такие показатели качества электроэнергии неприемлемы в рамках как отечественных (ГОСТ 30804.3.2-2013) [2], так и международных стандартов качества электроэнергии (МЭК 61000-3-2) [3].

Таким образом, проблема высших гармоник напряжений и токов в распределительных сетях электроснабжения является крайне актуальной и требует пристального внимания со стороны научно-исследовательских структур, занимающихся разработкой электротехнических установок.

Наиболее эффективным подходом в решении задачи по снижению доли высших гармонических составляющих тока и увеличению коэффициента мощности, является применение активного корректора коэффициента мощности (АККМ) (рис. 2).

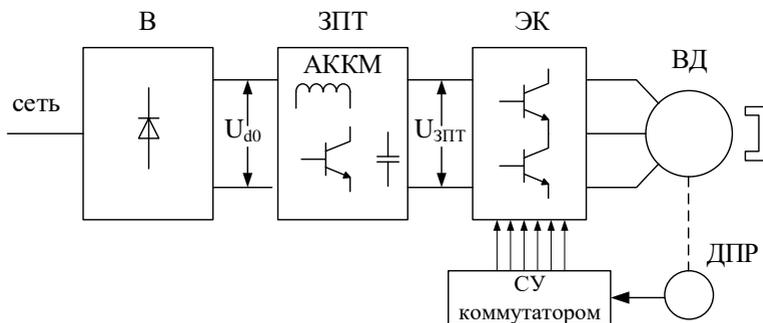


Рис. 2. Функциональная схема вентильного электропривода с АККМ

Fig. 2. Functional diagram of the BLDC and PMSBLAC electric drives with PFC

## II. Активный корректор коэффициента мощности

Классический подход в построении АККМ заключается в применении импульсного повышающего преобразователя постоянного напряжения. Данный преобразователь характеризуется непрерывной передачей энергии по входу и прерывистой отдачей энергии в нагрузку, что сказывается на массогабаритных параметрах выходного фильтра [4]. Работа повышающего преобразователя в режиме непрерывного тока позволяет достичь высокого качества входного тока, что определило его использование в качестве АККМ (рис. 3).

Для реализации функции АККМ в повышающем преобразователе напряжения организуется две цепи обратной связи. Первый контур позволяет осуществить регулирование выходного напряжения с помощью сигналов задания и обратной связи. Вторая, дополнительная цепь обратной связи, обеспечивает формирование синусоидального по форме и синфазного с напряжением входного тока. Для формирования требуемого тока сигнал задания по току получают путем умножения сигнала с регулятора напряжения (РН) на сигнал модуля единичной синусоиды, полученный из входного напряжения. Исходя из реализации регулятора тока (РТ), различают следующие способы управления: управление по среднему току, управление по пиковому значению тока, гистерезисное управление и граничное управление током.

Несмотря на возможность обеспечения высокого качества потребления электроэнергии с помощью АККМ на базе повышающего преобразователя в составе вентильного электропривода, имеется ряд факторов, негативно сказывающихся на качестве преобразования энергии в рассматриваем-

мой структуре. Снижение КПД в электроприводе с бесконтактным двигателем постоянного тока связано с необходимостью двойного регулирования напряжения, как в импульсном регуляторе постоянного напряжения, так и в электронном коммутаторе. В случае с электроприводом с бесконтактным двигателем переменного тока так же возникает необходимость регулирования амплитуды выходного напряжения инвертора с помощью изменения коэффициента модуляции, что приводит к заметному искажению формы выходного напряжения, сказывающегося на КПД двигателя.

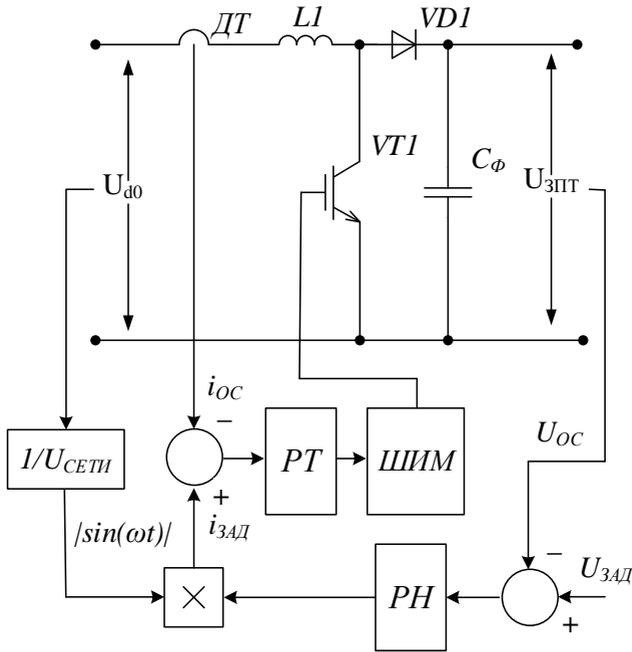


Рис. 3. Схема импульсного повышающего преобразователя напряжения с функцией корректора коэффициента мощности

Fig. 3. Circuit diagram of boost converter with power factor corrector

Для снижения потери энергии в вентильном электроприводе кажется логичным применение в качестве АККМ понижающего преобразователя напряжения (рис. 4), который может обеспечить возможность регулирования напряжения только в звене постоянного тока практически от нулевого значения.

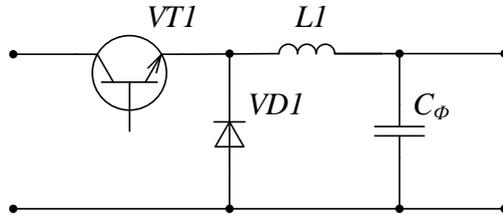


Рис. 4. Схема импульсного понижающего преобразователя напряжения

Fig. 4. Circuit diagram of buck converter

Понижающий преобразователь формирует на выходе напряжение меньше по значению входного напряжения [5]. Он отличается прерывистым характером входного тока, поэтому может работать только в режиме прерывистого тока, что диктует повышенные требования к входному фильтру, и непрерывным током нагрузки, т. е. снижаются требования к выходному фильтру [6, 7]. Кроме того, данное схемное решение практически не используется при низковольтном питании, так как в моменты времени, когда входное напряжение ниже выходного отсутствует входной ток (рис. 5). Эти особенности и определяют применение данных преобразователей на относительно малых мощностях.

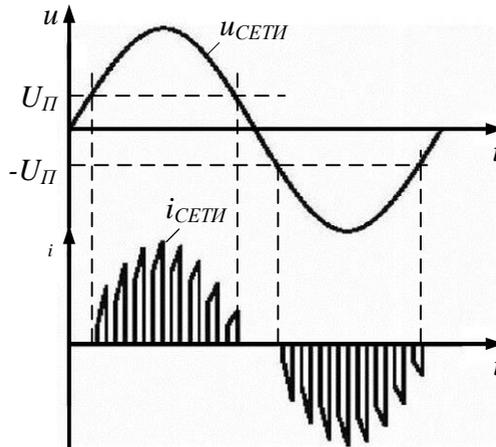


Рис. 5. Сетевые напряжение и ток при нагрузке мостового выпрямителя на импульсный понижающий преобразователь напряжения

Fig. 5. The input voltage and current applied to the diode bridge rectifier with load of the buck converter

### III. Преобразователь Кука

В качестве альтернативы импульсному понижающему преобразователю напряжения может быть рассмотрен импульсный повышающе-понижающий преобразователь напряжения (преобразователь Кука), который по сути является результатом последовательного соединения повышающего и понижающего преобразователей (рис. 6). Он способен формировать на выходе значение напряжения как ниже, так и выше входного, при этом обеспечивает непрерывность передачи энергии по входу и по выходу [8, 9].

Наличие повышающего каскада на входе преобразователя позволяет использовать его в качестве АККМ с таким же успехом, как используется повышающий преобразователь. При этом возможно применение всех схемотехнических наработок, полученных при исследованиях АККМ на базе повышающего преобразователя.

Преобразователь может работать в режимах непрерывного тока дросселя и напряжения на конденсаторе (РНТН), прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе (РПНК) или прерывистого тока дросселя (РПТД). В РНТН токи дросселей ( $L1$ ,  $L2$ ) и напряжение на конденсаторе  $C1$  непрерывны во всем периоде коммутации. В РПНК напряжение на разделительном конденсаторе  $C1$  падает до нуля на такте открытого состояния транзистора  $VT1$ , а токи дросселей непрерывны. В РПТД ток, протекающий через дроссель  $L1$  или  $L2$ , носит прерывистый характер на такте закрытого состояния транзистора  $VT1$  [10, 11].

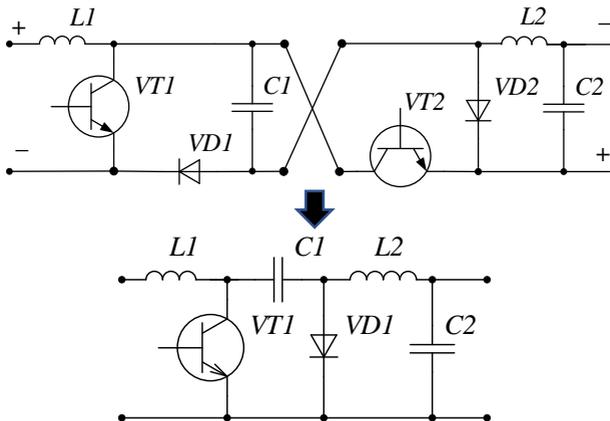


Рис. 6. Схема импульсного повышающе-понижающего преобразователя напряжения (преобразователь Кука)

Fig. 6. Circuit diagram of boost-buck converter (Cuk converter)

При работе преобразователя Кука в режиме РПНК (рис. 7, а) возможно формирование синусоидальной формы тока с использованием единственного контура обратной связи по выходному напряжению. Такое автоматическое формирование синусоидального сетевого тока синфазного с сетевым напряжением определяется синусоидальной формой сигнала  $u_{C1}(t)_{CP}$  (рис. 7, б) синфазного с сетевым напряжением, являющегося по сути выходным напряжением повышающего каскада преобразователя Кука.

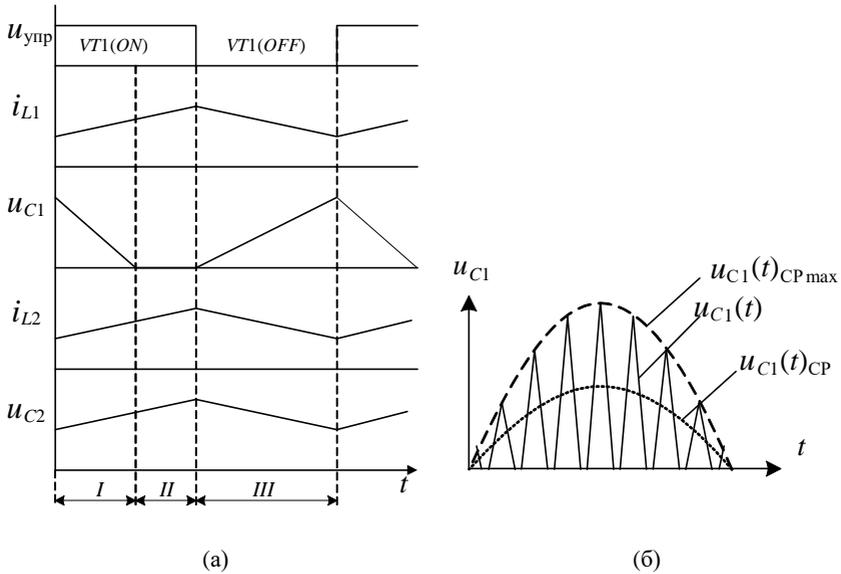


Рис. 7. Работа преобразователя Кука в режиме РПНК

Fig. 7. Operation of Cuk converter in discontinuous capacitor voltage mode

Так как  $u_{C1}(t)_{CP}$  пропорционален напряжению на выходе выпрямителя, можно говорить о том, что входное напряжение преобразователя Кука эквивалентно линейному активному сопротивлению. Это свойство преобразователя Кука, проявляющееся при работе в режиме РПНК, обеспечивает высокое качество потребления электроэнергии и соответственно величину коэффициента мощности близкую единице.

В перечне преимуществ применения импульсного преобразователя Кука в составе ЗПТ вентильного электропривода для решения задач по увеличению коэффициента мощности и регулирования напряжения можно отметить следующее [12-14]:

- простота реализации управления преобразователем в функции

АККМ с использованием ШИМ регулирования в функции выходного напряжения;

- малые пульсации входного тока благодаря присутствию  $L1$ , подобно импульсному повышающему преобразователю;
- требуется только один силовой ключ, таким образом, исключаются проблемы коммутации, которые возникают в мостовых и полумостовых преобразователях;
- естественная защита силового ключа от короткого замыкания, связанная с присутствием емкостной развязки  $C1$ ;
- возможность реализации дросселей  $L1$  и  $L2$  на одном сердечнике, что приводит к улучшению массогабаритных показателей;
- низкая стоимость при хороших массогабаритных показателях.

#### IV. Моделирование преобразователя Кука

Для расчета параметров дросселей и разделительного конденсатора в различных режимах работы преобразователя Кука можно использовать выражения, определяющие значения параметров для граничных условий [15]. Данные значения будут определять условия перехода между режимами непрерывного и прерывного тока и напряжения на элементах.

Входное напряжение преобразователя, запитанного от однофазного мостового выпрямителя, будет равно среднему значению выпрямленного напряжения:

$$U_{d0} = \frac{2U_{\text{сети}}\sqrt{2}}{\pi}, \quad (1)$$

где  $U_{\text{сети}}$  – действующее значение сетевого напряжения.

Выходное напряжение преобразователя Кука запишется:

$$U_{\text{ЗПТ}} = \frac{D}{(1-D)}U_{d0}, \quad (2)$$

где  $D$  – коэффициент заполнения импульсов, равный отношению длительности импульса к периоду их следования.

Граничное значение индуктивности дросселя  $L1$  может быть найдено из выражения:

$$L1 = \frac{1}{2f_{\text{к}}} \left( \frac{U_{d0 \text{ min}}^2}{P_{\text{min}}} \right) \left( \frac{U_{\text{ЗПТ min}}}{U_{d0 \text{ min}} + U_{\text{ЗПТ min}}} \right), \quad (3)$$

где  $U_{d0\min}$  – минимальное значение входного напряжения, определяемое возможными колебаниями напряжения сети;  $U_{ЗПТ\min}$  – минимальное значение напряжения на выходе звена постоянного тока, определяемое необходимым диапазоном регулирования скорости;  $P_{\min}$  – минимальная передаваемая мощность;  $f_K$  – частота коммутации силового ключа  $VTI$ .

Выражение для определения граничного значения индуктивности дросселя  $L2$  запишется:

$$L2 = \frac{U_{ЗПТ\max}}{2U_{d0\min} f_K} \left( \frac{U_{d0\min}^2}{P_{\max}} \right) \left( \frac{U_{ЗПТ\max}}{U_{d0\min} + U_{ЗПТ\max}} \right), \quad (4)$$

где  $U_{d0\max}$  – максимальное значение входного напряжения;  $U_{ЗПТ\max}$  – максимальное значение напряжения на выходе звена постоянного тока;  $P_{\max}$  – максимальная передаваемая мощность.

Граничное значение емкости разделительного конденсатора  $C1$

$$C1 = \frac{P_{\min}}{2f_K (U_{d0\max} + U_{ЗПТ\min})^2}. \quad (5)$$

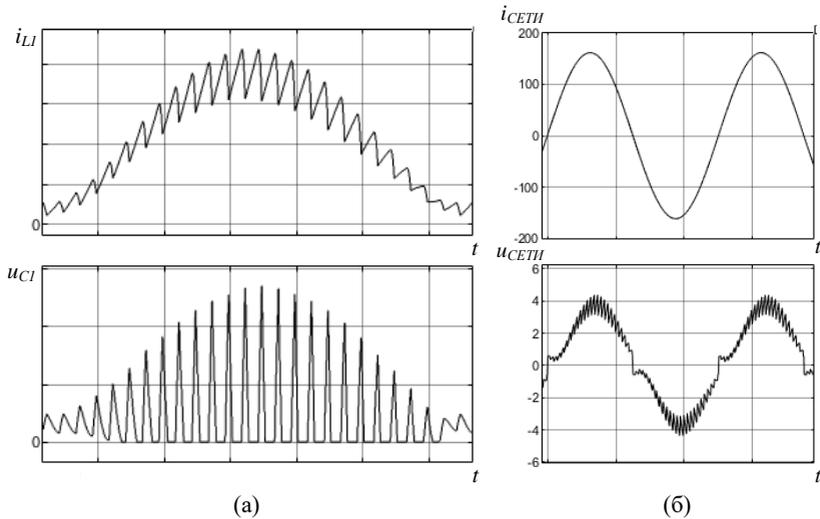
Расчет величины емкости фильтрующего конденсатора  $C2$  производится по выражению:

$$C2 = \frac{P_{\min}}{4\pi f \delta U_{ЗПТ\min}^2}, \quad (6)$$

где  $f$  – частота питающей сети;  $\delta$  – коэффициент пульсаций выходного напряжения.

Результаты моделирования вентильного электропривода, реализованного по структуре (рис. 2), где функцию АККМ и регулятора напряжения выполняет преобразователь Кука, отражены на рис. 8.

Полученные осциллограммы тока дросселя  $L1$  и напряжения на разделительном конденсаторе  $C1$  показывают корректность расчета параметров элементов и верность теоретических выводов. Форма сигнала сетевого тока близка к синусоидальной и фазовый сдвиг сетевых напряжения и тока практически равен нулю.



**Рис. 8. Результаты моделирования:**  
 ток входного дросселя  $L1$  и напряжение на разделительном конденсаторе  $C1$  преобразователя Кука при работе в режиме РПНК (а);  
 сетевые напряжение и ток при питании вентиляционного электропривода с АККМ на базе преобразователя Кука (б)

**Fig. 8. Modelling results:**  
 input inductor  $L1$  current and voltage of intermediate capacitance  $C1$  of Cuk converter in discontinuous capacitor voltage mode (a);  
 voltage and current supplied to the electric drive of a DC motor including a PFC based on a Cuk converter (b)

## V. Заключение

АККМ на базе преобразователя Кука, по сравнению с другими однотактными преобразователями напряжения в составе вентиляционного электропривода, обеспечивает лучшую эффективность передачи и преобразования энергии. Он способен обеспечивать коэффициент мощности близкий единичному значению при единственном контуре регулирования выходного напряжения. Предлагаемый режим работы преобразователя Кука позволяет осуществлять мягкую коммутацию силового транзистора при нулевом напряжении, что значительно снижает коммутационные потери.

© Пономарев Ю.Г., 2022

© Присмотров Н.И., 2022

© Шураков И.А., 2022

Поступила в редакцию 01.03.22  
Received 01.03.22

### Библиографический список

- [1] Григорьев О.А., Петухов В.В., Соколов В.А., Красилов И.К. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ // Новости электротехники. 2003. № 1 (19). С. 18-19.
- [2] ГОСТ 308043.2-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. Введ. 2014-01-01. М.: Стандартиформ, 2014. – 25 с.
- [3] ГОСТ IEC 61000-3-2-2017. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. Нормы. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе). Введ. 2018-12-01. М.: Стандартиформ, 2020. – 25 с.
- [4] Nazir M. Design of a single phase unity power factor switch mode power supply (SMPS) with active power factor correction: MSc thesis, Universiti Sains Malaysia, Malaysia, 2008.
- [5] Kayisli K., Tuncer S., Poyraz M. An educational tool for fundamental DC–DC converter circuits and active power factor correction applications // Computer Applications in Engineering Education. 2013. Vol. 21. №. 1. Pp. 113-134. DOI: 10.1002/cae.20455
- [6] Fu M., Chen Q. A DSP based controller for power factor correction (PFC) in a rectifier circuit // proc. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 4-8, 2001, Anaheim, CA, USA. IEEE, 2001. Vol. 1. Pp. 144-149. DOI: 10.1109/APEC.2001.911640
- [7] Keogh B. Power factor correction using the buck topology – Efficiency benefits and practical design considerations. Texas Instruments. Tech. Rep. SLUP264, 2010.
- [8] Cuk S., Middlebrook R.D. A new optimum topology switching DC-to-DC converter // proc. 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 14-16, 1977, Palo Alto, CA, USA. IEEE, 1977. Pp. 160-179. DOI: 10.1109/PESC.1977.7070814
- [9] Dahono A., Dahono P.A. A comparative evaluation of bidirectional step-up DC-DC converters // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. 2020. Vol. 12. №. 2. Pp. 388-397. DOI: 10.15676/ijeii.2020.12.2.14
- [10] Tse C.K., Chow M.H.L. A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction // proc. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, May 22, 1998, Fukuoka, Japan. IEEE, 1998. Vol. 2. Pp. 1415-1421. DOI: 10.1109/PESC.1998.703229
- [11] Пономарев Ю.Г., Присмотров Н.И., Охупкин С.И. Преобразователь Кука в составе специализированного преобразователя частоты электропривода ручного инструмента на базе асинхронного двигателя // Труды X Межд. конф. по автоматизированному электроприводу АЭП 2018, Октябрь 03–06, 2018, Новочеркасск, Россия. Новочеркасск: ООО «Лик», 2018. – С. 28-33.
- [12] Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.

- [13] Erickson R.W. DC–DC power converters // Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering, Webster J.G. Wiley, 2007. DOI: 10.1002/047134608X.W5808.pub2
- [14] Middlebrook R.D., Cuk S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages // International Journal of Electronics. 1977. Vol. 42. №. 6. Pp. 521-550. DOI: 10.1080/00207217708900678
- [15] Пономарев Ю. Г., Присмотров Н. И., Охапкин С. И. Преобразователь частоты для питания ручного инструмента с высоким коэффициентом мощности // Интеллектуальная электротехника. 2018. №. 2. С. 105-115. DOI: 10.46960/2658-6754\_2018\_2\_105

### References

- [1] O.A. Grigoriev, V.V. Petukhov, V.A. Sokolov and Krasilov I.K., “Vysshie garmoniki v setyah elektrosnabzheniya 0,4 kV [Higher harmonics in power supply networks 0.4 kV]”, *The News of Electrical Engineering*, no. 1, pp. 18-19, 2003 (in Russian).
- [2] Electromagnetic compatibility of technical equipment. Harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase). Limits and test methods, GOST 30804.3.2-2013 (IEC 61000-3-2:2009), Jan. 2014.
- [3] Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2. Limits. Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase), GOST IEC 61000-3-2-2017, Jan. 2018.
- [4] M.N. Abdullah, “*Design of a single phase unity power factor switch mode power supply (SMPS) with active power factor correction*”, MSc thesis, Universiti Sains Malaysia, Malaysia, 2008.
- [5] K. Kayisli, S. Tuncer and M. Poyraz “An educational tool for fundamental DC–DC converter circuits and active power factor correction applications”, *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 21, no. 1, pp. 113-134. March 2013. DOI: 10.1002/cae.20455
- [6] M. Fu and Q. Chen, “A DSP based controller for power factor correction (PFC) in a rectifier circuit”, in proc. *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 4-8, 2001, Anaheim, CA, USA, vol. 1, pp. 144-149. DOI: 10.1109/APEC.2001.911640
- [7] B. Keogh, “*Power factor correction using the buck topology—Efficiency benefits and practical design considerations*”, Texas Instruments, Tech. Rep. SLUP264, 2010.
- [8] S. Cuk and R.D. Middlebrook, “A new optimum topology switching DC-to-DC converter”, in proc. *1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 14-16, 1977, Palo Alto, CA, USA, pp. 160-179. DOI: 10.1109/PESC.1977.7070814
- [9] A. Dahono and P.A. Dahono, “A comparative evaluation of bidirectional step-up DC-DC converters”, *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 12, no. 2, pp. 388-397, June 2020. DOI: 10.15676/ijeie.2020.12.2.14
- [10] C.K. Tse and M.H.L. Chow, “A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction”, in proc. *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, May 22, 1998, Fukuoka, Japan, vol. 2, pp. 1415-1421. DOI: 10.1109/PESC.1998.703229

- [11] Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov and S.I. Okhapkin, “Preobrazovatel' Kuka v sostave specializirovannogo preobrazovatelya chastoty elektroprivoda ruchnogo instrumenta na baze asinhronnogo dvigatelya [Cook's converter as part of a specialized frequency converter for the electric drive of a hand tool based on an asynchronous motor]”, in proc. *X Int. conf. po avtomatizirovannomu elektroprivodu AEP 2018 [automated electric drive AEP 2018]*, Oct. 03–06, 2018, Novocherkassk, Russia, pp. 28–33 (in Russian).
- [12] A.G. Polikarpov and E.F. Sergienko, *Odnotaktnye preobrazovateli napryazheniya v ustrojstvakh elektropitaniya REA [Single-cycle voltage converters in electronic equipment power supply devices]*. Moscow: Radio i svyaz' [Radio and communications], 1989 (in Russian).
- [13] R.W. Erickson DC–DC power converters, in *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, J.G. Webster. Wiley, 2007. DOI: 10.1002/047134608X.W5808.pub2
- [14] R.D. Middlebrook and S. Čuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages”, *International Journal of Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 521–550, 1977. DOI: 10.1080/00207217708900678
- [15] Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov and S.I. Ohapkin, “Converter for power supply of electric hand power tools with high power factor”, *Smart Electrical Engineering*, no. 2, pp. 105–115, 2018. DOI: 10.46960/2658-6754\_2018\_2\_105

#### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Юрий Геннадьевич Пономарев**, кандидат технических наук, ведущий инженер Вятского государственного университета, г. Киров, Российская Федерация

**Yuriy G. Ponomarev**, Cand. Sci. (Eng.), lead engineer of the Vyatka State University, Kirov, Russian Federation

**Николай Иванович Присмотров**, доктор технических наук, профессор Вятского государственного университета, г. Киров, Российская Федерация

**Nikolay I. Prismotrov**, D. Sci. (Eng.), professor of the Vyatka State University, Kirov, Russian Federation

**Иван Александрович Шураков**, младший научный сотрудник Вятского государственного университета, г. Киров, Российская Федерация

**Ivan A. Shurakov**, junior researcher of the Vyatka State University, Kirov, Russian Federation

УДК 621.313.17

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_42

## **СВЕРХПРОВОДНИКОВЫЕ АВИАЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ (ОБЗОР ЗАРУБЕЖНЫХ РАЗРАБОТОК)**

**Ю.Н. Шумов**Москва, Россия  
e-mail: lanashum@mail.ru**А.С. Сафонов**Москва, Россия  
e-mail: safonov-es@yandex.ru

Представлен обзор зарубежных разработок по созданию сверхпроводниковых авиационных электрических машин большой мощности. Некоторые проекты полностью сверхпроводниковых электрических машин оказываются невыполнимыми из-за больших потерь в сверхпроводниковой обмотке якоря. Поэтому большинство машин проектируются как частично сверхпроводниковые – обмотка возбуждения сверхпроводниковая, обмотка якоря медная. Сверхпроводниковые авиационные электрические машины рассчитаны на частоту вращения в диапазоне 5000...15000 мин<sup>-1</sup>, и мощность в диапазоне 1...10 МВт. Также представлены проекты авиационных униполярных индукторных генераторов, однако по ряду показателей эти электрические машины уступают синхронным электрическим машинам. Основная тенденция – увеличение удельной мощности сверхпроводниковых авиационных электрических машин.

**Ключевые слова:** обзор, перспективы развития, полностью сверхпроводниковая машина, проектирование электрической машины, удельная мощность, частично сверхпроводниковая машина.

**Для цитирования:** Шумов, Ю.Н. Сверхпроводниковые авиационные электрические машины большой мощности (обзор зарубежных разработок) / Ю.Н. Шумов, А.С. Сафонов // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 42-60.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_42

# HIGH POWER SUPERCONDUCTING AIRCRAFT ELECTRICAL MACHINES (OVERVIEW OF FOREIGN DEVELOPMENTS)

**Yu.N. Shumov**

Moscow, Russia  
e-mail: lanashum@mail.ru

**A.S. Safonov**

Moscow, Russia  
e-mail: safonov-es@yandex.ru

**Abstract.** The article presents an overview of foreign developments on the creation of high-power superconducting aircraft electric machines. A number of projects of fully superconducting electrical machines are not currently feasible due to significant losses in the superconducting anchor winding from alternating current. Therefore, the majority of superconducting aircraft machines are designed as demonstration partially superconducting – the excitation winding is superconducting and the armature winding is copper. Most of the designed superconducting aircraft electrical machines are calculated for a rotational speed in the range of 5000...15000 min<sup>-1</sup> and a power in the range of 1...10 MW. Projects of aviation unipolar inductor generators are also presented, but in a number of indicators these electrical machines are inferior to synchronous electrical machines. The main trend in the development of superconducting aircraft electrical machines is increase in specific power.

**Keywords:** development prospects, electrical machines design, fully superconducting machine, overview, partially superconducting machine, specific power.

**For citation:** Yu.N. Shumov and A.S. Safonov, “High power superconducting aircraft electrical machines (overview of foreign developments)”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 42-60, 2022. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_42

## I. Введение

Использование сверхпроводниковых обмоток позволяет снизить массу и габариты электрической машины, а также увеличить КПД. Однако при этом приходится создавать энергозатратную систему охлаждения сверхпроводника и разрабатывать конструкцию электрической машины, часто существенно отличающуюся от традиционной.

Появление сверхпроводниковых электрических машин (СПЭМ), конкурирующих с традиционными по стоимости и надежности, ожидается через 20 лет, по мере развития технологии их производства, снижения стоимости сверхпроводников и холодильного оборудования. В первую очередь, эти машины найдут применение в авиации, так как снижение массы и

габаритов для самолетов дает значительный экономический эффект. Менее перспективны быстроходные электрические машины для энергетики и других сфер применения в промышленности. В области авиационных СПЭМ разработчики создают электрические машины с высокой удельной мощностью порядка  $\gamma = 20$  кВт/кг.

Разработкой проектов СПЭМ занимается целый ряд промышленных и академических организаций: *NASA, Boeing, Airbus, Rolls-Royce, Univ. of Tokyo, Kunshu Univ.* (Япония), *Univ. of Manchester* (Великобритания), *Ohio State Univ., Univ. of Illinois, Victoria Univ., HyperMach, Magh. X., Siemens, Univ. of Lorraine* (Франция), *Korea Electrotechnology Research Institute, Center for Advanced Power Systems, General Electric, KIT, Oswald Elektromotoren* (Германия), *Kalsi Green Power Systems* (Новая Зеландия) и др.

СПЭМ мощностью менее 1 МВт планируется использовать в электросамолетах, а более мощные в самолетах, рассчитанных на десятки и сотни пассажиров, и в гибридной системе движения. В настоящее время СПЭМ с учетом сложности и большой массы системы охлаждения уступают традиционным электрическим машинам, в частности, синхронным машинам с постоянными магнитами (СМПМ) и отсутствуют на рынке. Если при оценке удельной мощности СМПМ учитывать массу системы криоохлаждения, то окажется, что многие СПЭМ по этому показателю будут уступать СМПМ.

## II. Электрические машины классического исполнения

*H3X Technologies* (США) разработала электродвигатель типа *HPDM-250*, синхронный с возбуждением от постоянных магнитов, причем в электродвигатель встроен инвертор [1]. Назначение – электросамолеты. Основные данные электродвигателя: мощность  $P = 200$  кВт, максимальная мощность  $P_{\max} = 250$  кВт, частота вращения  $n = 20000$  мин<sup>-1</sup>, коэффициент полезного действия  $\eta = 96,7$  %, масса  $G = 15$  кг,  $\gamma = 13$  кВт/кг, габаритный диаметр  $D = 207$  мм, габаритная длина  $L = 235$  мм. По желанию заказчика предусмотрена установка планетарного редуктора с  $i = 4:1$ . Относительно большая величина  $\gamma$  в данном случае достигнута за счет высокой частоты вращения.

*Siemens* разработал синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ) типа *SP2600-A* на  $P = 260$  кВт,  $n = 2500$  мин<sup>-1</sup> [2]. Некоторые данные: вращающий момент  $M = 977$  Н·м, линейное напряжение обмотки статора  $U = 580$  В, масляное охлаждение,  $\eta = 95$  %,  $G = 15$  кг,  $\gamma = 5,9$  кВт/кг, назначение – привод пропеллера легкого электросамолета, рассчитанного на несколько пассажиров. Высокое значение  $\gamma$  получено за счет применения интенсивного охлаждения и облегченных материалов.

*Electrodynamics Associates Inc.* (США) в 2011 г. представила образец синхронного генератора традиционной конструкции на  $P = 2,5$  МВт,  $n = 15000$  мин<sup>-1</sup>, с масляным охлаждением статора и ротора и  $\gamma = 14,1$  кВт/кг, что является наилучшим показателем для традиционных синхронных машин [3].

В [4] утверждается, что электродвигатели с обычными обмотками могут иметь в будущем удельную мощность до 20 кВт/кг, а электродвигатели со сверхпроводниковыми обмотками до 45 кВт/кг. Плотность тока (критическая) в сверхпроводниковых обмотках может достигать  $j_c = 10$  кА/мм<sup>2</sup>, а обмотки могут наводить потоки с индукцией 3...8 Тл в некоторых конструкциях.

СПЭМ можно разделить на две группы. Первую составляют частично сверхпроводниковые (ЧСПЭМ), в которых трехфазная обмотка якоря выполнена из меди и другого проводникового материала, а обмотка индуктора выполнена из сверхпроводника. Во вторую группу входят полностью сверхпроводниковые электрические машины (ПСПЭМ), в которых как обмотка индуктора, так и обмотка якоря выполнены из сверхпроводника.

### III. Частично сверхпроводниковые электрические машины

В *Center of Advanced Power Systems* (США) разработаны два проекта авиационного двигателя на  $P = 200$  кВт,  $n = 2700$  мин<sup>-1</sup> и  $P = 1,5$  МВт,  $n = 3000$  мин<sup>-1</sup>, возбуждение которых производится от сверхпроводниковых постоянных магнитов. Параметры первого двигателя для легких самолетов:  $P = 170$  кВт,  $n = 2700$  мин<sup>-1</sup>, число полюсов обмотки  $2p = 8$ , магнитная индукция  $B = 1,3$  Тл, линейная нагрузка обмотки статора  $A = 300$  кА/м,  $M = 585$  Н·м,  $G = 28$  кг,  $\gamma = 5,8$  кВт/кг, рабочая температура сверхпроводника СП  $T = 30$  К,  $L = 100$  мм,  $D = 220$  мм. Предполагается, что на самолете есть сжиженный водород, который не только может служить хладагентом, но и является топливом для газовой турбины или топливных элементов. Магнитный поток создается пластинками размером в несколько сантиметров из объемных сверхпроводников *YBCO*, остаточный магнитный поток которых создается сверхпроводниковыми катушками *Bi2223*. Обмотка якоря медная, ее охлаждение интенсивное воздушное. Этот синхронный двигатель уступает по сложности СДПМ *Siemens* и *H3X Technologies*.

Проект частично сверхпроводникового синхронного двигателя (ЧСПСД) на 1,5 МВт выполнен в двух вариантах. Параметры варианта №1:  $P = 1,5$  МВт,  $n = 3000$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 8$ ,  $B = 1,8$  Тл,  $A = 80$  кА/м,  $M = 4700$  Н·м,  $G = 227$  кг,  $\gamma = 6,6$  кВт/кг,  $T = 25$  К,  $L = 760$  мм,  $D = 220$  мм, объем  $V = 0,03$  м<sup>3</sup>. Параметры варианта №2:  $P = 1,5$  МВт,  $n = 3000$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 8$ ,  $B = 2$  Тл,  $A = 75$  кА/м,  $M = 4700$  Н·м,  $G = 227$  кг,  $\gamma = 6,6$  кВт/кг,  $T = 25$  К,  $L = 600$  мм,

$D = 160$  мм,  $V = 0,045$  м<sup>3</sup>. Вариант №2 дешевле, т.к. для него требуется меньше сверхпроводникового материала. Следует отметить, что удельная мощность таких ЧСПСД с учетом массы криооборудования окажется ниже, чем у аналогичного СДПМ [5].

В [6] предложен ЧСПСД с аксиальным магнитным потоком, наводимом в объемном сверхпроводниковом керамическом материале, например YBCO, который имеет форму и размер таблетки (*pellet*). Этот магнитный поток остаточный и создается намагничиванием таблетки сверхпроводниковой обмоткой. Таким образом, эта таблетка является постоянным магнитом, который со временем теряет намагниченность. Параметры демонстрационной модели:  $P = 450$  кВт,  $n = 3000$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 6$ ,  $B = 3$  Тл,  $A = 100$  кА/м,  $M = 4700$  Н·м,  $G = 60$  кг,  $\gamma = 7,5$  кВт/кг,  $T = 20$  К,  $L = 1800$  мм,  $D = 160$  мм. Параметры электродвигателя определялись моделированием с использованием метода конечных разностей. Потери в медной обмотке якоря составляют 2,3 кВт. Во время работы электродвигателя ток в намагничивающей обмотке не протекает. Охлаждение создается жидким водородом, который также служит топливом для топливных элементов или для газотурбинного двигателя самолета.

NASA Glenn Research Center разработал ЧСПЭМ мегаваттного диапазона с высоким КПД [7]. Была поставлена цель: удельная мощность по массе активных материалов  $\gamma = 16$  кВт/кг,  $\eta > 98$  %. Предполагается, что технология этого электродвигателя может быть использована для систем электродвижения самолетов. Некоторые параметры электродвигателя:  $P = 1,4$  МВт,  $n = 6800$  мин<sup>-1</sup>,  $\eta = 98,9$  %,  $\gamma = 17,4$  кВт/кг,  $U = 1200$  В, ток обмотки статора  $I_1 = 1200$  А,  $2p = 12$ , число фаз  $m = 9$ , криокулер рассчитан на мощность 50 Вт для снижения температуры от 300 К до 50 К, масса криокулера  $< 10$  кг. Статор: шихтованный, наружный диаметр статора  $D_a = 377$  мм, внутренний диаметр статора  $D_i = 306$  мм, длина сердечника статора  $l_\delta = 125$  мм, диаметр охлаждающих каналов  $D_k = 3,5$  мм, обмотка медная многожильная (*Litz*) 8x8 мм, 6000 жил. Ротор: сердечник массивный из сплава *FeCo*, обмотка возбуждения *ReBCO*, лента 4x0,065 мм, наружный диаметр ротора  $D_2 = 300$  мм, длина сердечника ротора  $l_2 = 125$  мм, ширина полюса  $b_m = 34$  мм,  $2p = 12$ , индукция в центре полюса  $B_m = 2$  Тл, хладагент – жидкий водород, рабочая температура  $T = 60$  К, масса активных материалов 81,9 кг, общие потери 13,5 кВт, из них электромагнитные 9,3 кВт. При проектировании электродвигателя использовались три патента.

В Южной Корее разработана конструкция ЧСПСД для электросамолетов будущего, и представлена его 3D модель, созданная с использованием метода конечных разностей [8]. Основные данные ЧСПСД:  $P = 2,5$  МВт,  $n = 7200$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 12$ , частота тока  $f = 720$  Гц, число фаз  $m = 9$ , число кату-

шек в катушечной группе  $q = 2$ ,  $\eta = 97,3 \%$ ,  $D_a = 540$  мм,  $l_\delta = 150$  мм, плотность тока в обмотке статора  $j_a = 21,28$  А/мм<sup>2</sup>,  $\gamma = 18,67$  кВт/кг. Обмотка статора медная многожильная (*Litz*) с жидкостным охлаждением. Для обмотки ротора используется высокотемпературный сверхпроводник фирмы *SuNAM*, рабочая температура  $T = 20$  К, охлаждается жидким водородом. Максимальная индукция в стали статора  $B_{\max} = 5,11$  Тл, максимальная индукция магнитного поля, перпендикулярного катушке обмотки ротора – 2 Тл. Тепловые потери в обмотке статора  $P_{cu} = 104,76$  кВт, потери в стали статора  $P_{Fe} = 12,37$  кВт.

Сотрудники *Rolls-Royce Deutschland Ltd.* (Германия) при участии *Siemens AG Corporate Technology* разработали принципиальную конструкцию сверхпроводникового генератора (СПГ) на  $P = 10$  МВт,  $n = 7000$  мин<sup>-1</sup> [9]. Мощность и частота вращения соответствуют таковыми для двух газовых турбин самолета А320. С целью выбора оптимальной конструкции по удельной мощности  $\gamma$  и КПД рассматривались несколько вариантов: синхронный генератор с внутренним и внешним ротором и возбуждением от постоянных магнитов, или квазипостоянных магнитов из объемных высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП), или от катушечной обмотки возбуждения. Выбран вариант с катушечной обмоткой возбуждения и внутренним ротором. Для анализа использовались как аналитические методы, так и модели 2D и 3D и метод конечных разностей. Основные данные этого СПГ:  $P = 10$  МВт,  $n = 7000$  мин<sup>-1</sup>,  $\gamma = 48$  кВт/кг (по массе активных узлов),  $\gamma > 20$  кВт/кг (по общей массе),  $G = 422$  кг,  $\eta > 99 \%$ ,  $U = 3$  кВ,  $j_a = 25$  А/мм<sup>2</sup>, плотность тока в обмотке возбуждения  $j_f = 250$  А/мм<sup>2</sup>, хладагент для ВТСП ротора – жидкий водород,  $T = 20$  К, магнитные части статора и ротора – кобальтовая сталь FeCo,  $2p = 8$ , обмотка статора медная двухслойная, провод многожильный (*Litz*) с диаметром жилы 0,4 мм, охлаждение статора – жидкостное непосредственное,  $B_m = 2,6$  Тл, индукция на внутренней стороне обмотки статора  $B_a = 1,5$  Тл, индукция в катушке ВТСП – 3,5 Тл. Магнитные зубцы на статоре отсутствуют. Наружный диаметр статора  $D_a = 560$  мм,  $D_2 = 460$  мм, расстояние между подшипниками 550 мм, механический зазор  $\delta = 4$  мм. Эквивалентный немагнитный зазор 75 мм, общие габариты  $D \times L = 590 \times 645$  мм. Ядро статора является одновременно электромагнитным экраном для внешнего магнитного поля. К недостаткам проекта можно отнести отсутствие проработки системы охлаждения ВТСП обмотки возбуждения.

*General Electric* по контракту с *Air Force Research Laboratory (AFRL)* разработала и испытала сверхпроводниковый авиационный индукторный генератор (СПИГ) [10]. Его параметры:  $P = 5$  МВт,  $n = 35000$  мин<sup>-1</sup>,  $G_r = 500$  кг,  $\eta = 98 \%$ ,  $U = 670$  В,  $2p = 6$ ,  $f = 1750$  Гц, индукция в воздушном зазоре  $B_\delta = 1,8$  Тл,  $D = 500$  мм,  $L = 216$  мм, масса криокулера 45,5 кг, общая

масса 545 кг,  $\gamma = 1,83$  кВт/кг, что является низким показателем. Выполнение ротора массивным с одной стороны позволяет упростить технологию изготовления ротора, с другой стороны при очень высокой частоте вращения ротора высшие гармоники МДС статора вызовут недопустимые потери в стали ротора. Кроме того, индукторная машина должна являться явнополюсной, что обуславливает необходимость в создании вакуума внутри машины, т.к. при высокой частоте вращения велики потери на трение о воздух. Так, при испытаниях максимум потерь на трение о воздух составило 40 кВт при  $n = 10000$  мин<sup>-1</sup>. Вместе с тем, опираясь на конструкцию демонстрационного образца, другие разработчики в дальнейшем разработали демонстрационные образцы с другими параметрами.

В *Kalsi Green Power Systems* при сотрудничестве с *Robinson Research Institute, Victoria University of Wellington* (Новая Зеландия) разработан демонстрационный образец сверхпроводникового авиационного генератора на 2 МВт,  $n = 25000$  мин<sup>-1</sup> [11]. При этом учитывался опыт *General Electric*, разработавшей аналогичный генератор на 5 МВт,  $n = 25000$  мин<sup>-1</sup>,  $U = 1000$  В,  $D_2 < 500$  мм,  $L < 800$  мм, сверхпроводник – *ReBCO*,  $T = 50$  К,  $2p = 6$ ,  $q = 3$ ,  $j_a = 6$  А/мм<sup>2</sup>, ротор массивный из авиационной магнитной стали 310 с высокой магнитной проницаемостью, производства *Car pentor*. Сердечник статора шихтованный из стали толщиной 0,1 мм марки 10JNEX90 японской компании *JNEX-Core*. Внутри корпуса поддерживается умеренный вакуум для уменьшения потерь на трение явнополюсного ротора о воздух. Активная длина  $l_\delta = 274$  мм,  $D_2 = 360$  мм,  $\delta = 3$  мм. Проектирование электродвигателя осуществлялось с использованием модели 2D. Обмотка возбуждения имеет форму кольца с поперечным сечением 40x8 мм и со средним диаметром 212 мм. Масса генератора  $G = 331$  кг, масса системы охлаждения 3 кг, полная масса 383 кг,  $\gamma = 5,4$  кВт/кг зависит от мощности электрической машины и может иметь  $\gamma > 12$  кВт/кг, что выше, чем аналог *General Electric* на 5 МВт,  $n = 35000$  мин<sup>-1</sup>.

Следует отметить, что разработанный генератор уступает по  $\gamma$  сверхпроводниковому синхронному генератору (СПСГ) на 10 МВт,  $n = 7000$  мин<sup>-1</sup>. *LEI* и *AFRL* (США) разработали в начале 2000-х гг. демонстрационный СПСГ на  $P = 3$  МВт,  $n = 15000$  мин<sup>-1</sup>. Некоторые данные этого СПСГ:  $D = 970$  мм,  $L = 1200$  мм,  $G = 568$  кг,  $\gamma = 5,28$  кВт/кг [12]. В табл. 1 представлены наиболее значимые данные рассмотренных ЧСПЭМ.

#### IV. Полностью сверхпроводниковые электрические машины

С ориентацией на самолет *Sensa 172* при поддержке *NASA* был разработан демонстрационный образец ПСПСД на  $P = 200$  л.с.,  $n = 2700$  мин<sup>-1</sup> с увеличенной удельной массой по сравнению с двигателем внутреннего сгорания [13]. Основные параметры:  $P = 220$  кВт,  $n = 2700$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 8$ ,

$B = 1,3$  Тл,  $A = 300$  кА/м,  $G = 28$  кг,  $\gamma = 3,6$  кВт/кг,  $T = 30$  К,  $L = 160$  мм,  $D = 220$  мм, мощность тепловых потерь  $P_{\text{охл}} < 10$  Вт. Магнитный поток возбуждения создается сверхпроводящими пластинами из объемного сверхпроводника *YBCO*. Обмотка якоря выполнена из провода *Bi2223*. Линейная нагрузка для якоря повышенная – 350 кА/м, масса криокулера 35 кг. Общий вес системы 100 кг. Использование объемных СП в качестве квазипостоянных магнитов для крупных электродвигателей повторилось только в европейском проекте *ASuMED*.

Таблица 1.  
Частично сверхпроводниковые электрические машины

Table 1.  
Partially superconducting machine

Мощность $P$ , МВт	Частота вращения $n$ , мин <sup>-1</sup>	Разработчик / Страна	Сверхпроводник	Удельная мощность $\gamma$ , кВт/кг	Назначение	Источник
0,2	2700	<i>Center of Advanced Power Systems</i> (США)	<i>Bi2223, YBCO</i>	5,8	Двигатель	[5]
1,4	6800	<i>NASA Glenn Research Center</i> (США)	<i>ReBCO</i>	17,4	Двигатель	[7]
2,5	7200	Южная Корея	ВТСП	18,67	Двигатель	[8]
10	7000	<i>Rolls-Royce Deutschland Ltd., Siemens AG Corporate Technology</i> (Германия)	ВТСП	>20	Генератор	[9]
5	35000	<i>General Electric, Air Force Research Laboratory (AFRL)</i> (США)	ВТСП	1,83 с учетом массы криокулера	Генератор	[10]
2	25000	<i>Kalsi Green Power Systems</i> (США)	<i>ReBCO</i>	5,4	Генератор	[11]
3	15000	<i>LEI и AFRL</i> (США)	ВТСП	5,28	Генератор	[12]

Конкурентами СПЭМ по удельной мощности являются СМПМ и синхронные машины с интенсивным охлаждением. С учетом системы охлаждения  $\gamma = 1,6$  кВт/кг, что значительно ниже, чем у СДПМ фирм *Siemens* и

*H3X Technologies* [13, 14]. В *Zunum Aero* совместно *University of Illinois* и *Airbus Central R&T* (США) проведены исследования зависимости потерь от переменного тока в обмотке якоря СПЭМ. Создана модель, которая использовалась для оптимизации конструкции электрической машины, в которой были бы минимальные потери и максимальная удельная мощность. Анализ производился при комбинации метода конечных элементов и аналитических расчетов потерь от переменных токов.

Моделирование и расчеты потерь проводились для четырех вариантов конструкции СПЭМ, из них два ЧСПЭМ на  $2p = 8$  (авиационные с  $n = 8000 \text{ мин}^{-1}$ ) и  $2p = 46$  (для ветровых турбин с  $n = 10 \text{ мин}^{-1}$ ), и два ПСПЭМ на такое же число полюсов.

ПСПЭМ на  $n = 8000 \text{ мин}^{-1}$ ,  $P = 12 \text{ МВт}$  имеет СП –  $\text{MgB}_2$ ,  $j_f = 200 \text{ А/мм}^2$ ,  $j_a = 70 \text{ А/мм}^2$ , объемная плотность  $\gamma_{об} = 110 \text{ МВт/м}^3$ , мощность охлаждения  $P_c = 2208 \text{ кВт}$ ,  $\eta = 81,9 \%$ , что делает электрическую машину невыполнимой.

ЧСПЭМ, также на  $P = 12 \text{ МВт}$ ,  $n = 8000 \text{ мин}^{-1}$ , при такой же объемной плотности имеет мощность охлаждения  $P_c = 16 \text{ кВт}$  и  $\eta = 81,9 \%$ .

Сделан вывод, что в ПСПЭМ потери слишком велики при высокой частоте и она невыполнима при  $n > 2000 \text{ мин}^{-1}$  [15].

В *NASA* проводились разработки распределенной системы тяги самолета будущего *N3-X*. Предполагается, что такой самолет будет иметь два полностью сверхпроводниковых турбогенератора на 30000 л.с., 15 ПСПСД по 4000 л.с. в составе турбовентиляторов. Турбогенераторы предназначены для питания ПСПСД, которые вращают вентиляторы, установленные в гондолах на крыльях. Рассмотрены разные варианты охлаждения ПСПСД: охлаждение криокулером Турбо-Брайтона или же жидким водородом. Рассмотрено использование сверхпроводников  $\text{MgB}_2$  или *BSSCO*. Сравнение проводилось по массе и КПД элементов энергетической системы. При использовании  $\text{MgB}_2$  масса генератора составляет 533 кг, его  $\eta = 99,98 \%$ ,  $\gamma = 41,3 \text{ кВт/кг}$ , масса криокулера генератора 452 кг, масса каждого электродвигателя 141,3 кг, масса криокулера 91,5 кг, КПД электродвигателя  $\eta = 99,97 \%$ ,  $\gamma = 18,1 \text{ кВт/кг}$ , общая масса охлаждаемой системы 7756 кг.

При использовании *BSSCO* масса генератора 432 кг,  $\eta = 99,93 \%$ ,  $\gamma = 42,4 \text{ кВт/кг}$ , масса криокулера генератора 262,7 кг, масса каждого электродвигателя 135 кг,  $\eta = 99,94 \%$ ,  $\gamma = 21,8 \text{ кВт/кг}$ , масса криокулера электродвигателя 42,8 кг. Общая масса охлаждаемых элементов системы 6314 кг. Вывод: система с *BSSCO* имеет преимущество перед системой с  $\text{MgB}_2$  [16].

Проект по разработке демонстрационного образца мощного сверхпроводникового авиационного электродвигателя на  $P = 1 \text{ МВт}$ ,  $n = 6000 \text{ мин}^{-1}$ ,  $\eta = 99,9 \%$ ,  $\gamma = 20 \text{ кВт/кг}$  согласно *Horizon 2020 program* раз-

работывался консорциумом из девяти академических и промышленных организаций, в числе которых *Karlsruhe Institute of Technology (KIT)*, (Германия), *Rolls-Royce* (Великобритания), *Univ. of Cambridge* (Великобритания), *Super Ox* (Россия). Курирует проект *Oswald Electromotoren* (Германия). Сверхпроводниковый материал высокотемпературный с рабочей температурой 25-30 К. Образец СПЭД демонстрировался на Ганноверской ярмарке в 2019 г.

Из конструктивных соображений принято:  $D = 350$  мм,  $2p = 8$ ,  $f = 400$  Гц,  $B = 2,5$  Тл,  $\eta = 99$  %,  $\gamma = 20$  кВт/кг, обмотка якоря (статора) распределенная. Сверхпроводниковый провод для обмотки статора разработан и поставляется *Super Ox*. На роторе отсутствуют токопроводящие провода, а ленточные пластины сверхпроводника шириной 40 мм образуют штабелеобразные квазимагниты, намагничивание которых может производиться, например, при помощи обмотки якоря. По сравнению с постоянными магнитами, квазимагниты могут наводить гораздо большее остаточное поле. Похожие конструкции ротора с квазимагнитами предполагается использовать также в тихоходных электрических машинах [17]. Сверхпроводник поставляется *Deutsche Nanoschrift* (Германия). Статор и ротор имеют каждый свой криостат. Статор охлаждается жидким водородом, ротор – газообразным гелием при  $T = 25$  К [17, 18].

Задача разработки такого демонстрационного ПСПСД – создание технологии и масштабирование до мощностей 10 МВт и более. Испытания будут проводиться только на электродвигателе под наблюдением специалистов *Rolls-Royce*, *Airbus* и *Siemens*. Предполагалось, что тепловые потери в роторе составят 150 Вт (очевидно, без механических потерь).

Путем моделирования определены потери от переменного тока в сверхпроводниковой обмотке статора – 380 Вт при  $T = 30$  К и потери в сверхпроводниковых квазипостоянных магнитах ротора – 150 Вт. Расчеты показали, что потребляемая мощность криокулера составит 50 кВт, охлаждаемая мощность 1 кВт при  $T = 25$  К, масса – 200 кг (без учета силовой электроники). При  $\gamma = 20$  кВт/кг можно предположить, что масса сверхпроводникового двигателя составит 50 кг, т.е. масса системы охлаждения в 4 раза превышает массу сверхпроводникового двигателя. При определении  $\gamma$  следовало учитывать массу криокулера [19].

Сотрудники *Research Institute of Superconductors Science and Systems* при *Kyushu University* (Япония) провели численный анализ потерь от переменного тока в модели ПСПСД на  $P = 10$  МВт [20, 21]. При этом моделировались три варианта конструкции с разными типами обмотки якоря: сосредоточенной, распределенной с полным шагом и с укороченным шагом. Основные данные модели: обмотки якоря и возбуждения из ленточного сверхпроводника *ReBCO*,  $P = 10$  МВт,  $n = 6000$  мин<sup>-1</sup>,  $2p = 2$ ,  $f = 100$  Гц,  $U = 6900$

В, рабочая температура сверхпроводника – 20 К,  $B_\delta = 1,44$  Тл,  $l_\delta = 550$  мм,  $D_a = 540$  мм. Оптимальным вариантом конструкции оказалась конструкция с обмоткой с укороченным шагом. Для нее потери в обмотке якоря составили 47,1 кВт, в обмотке возбуждения 0,52 кВт, в стали ярма статора 11,1 кВт, длина СП якоря 0,666 км, длина обмотки возбуждения 3,41 км, удельная мощность  $\gamma = 25,6$  кВт/кг. Следует отметить, что потери в обмотке якоря потребуют установку криокулера большой мощности.

Сотрудники *University of Illinois at Urbana* (США) исследовали влияние активных или пассивных экранов на уровень потерь от переменного тока в сверхпроводниковой обмотке якоря, а также зависимость этих потерь и массы электрической машины от числа полюсов [22]. Для ПСПЭМ рассматривались СПЭМ при числе полюсов от 2 до 12. Рассматривались СПЭМ для региональных самолетов, причем в качестве топлива будет использоваться жидкий водород, он же будет являться хладагентом для системы охлаждения. Основные данные спроектированного СПЭМ:  $P = 2,5$  МВт,  $n = 4500$  мин<sup>-1</sup>,  $\gamma \geq 25$  кВт/кг,  $\delta = 5$  мм,  $D_a \leq 0,5$  м, сверхпроводник –  $MgB_2$ ,  $T = 20$  К,  $j_a = 200$  А/мм<sup>2</sup>,  $j_f = 200$  А/мм<sup>2</sup>,  $I_c = 1780$  А (при  $T = 20$ К и  $B = 2$  Тл, число жил в сверхпроводнике – 144 шт.). Была поставлена цель – в рамках дальнейших исследований обеспечить уровень потерь от переменного тока  $P_{AC} < 3000$  Вт, удельную мощность ПСПСД  $\gamma \geq 50$  кВт/кг. Для наиболее оптимального варианта  $2p = 8$ ,  $D_a = 249$  мм,  $L = 670$  мм,  $B_\delta = 0,464$  Тл, общая длина сверхпроводников (для якоря, индуктора и экрана) – 36,7 км, общие потери  $P_\Sigma = 2255$  Вт, масса стали и сверхпроводников – 25,3 кг, стоимость активных материалов – 73500 \$.

В [23] на основе численного анализа ПСПСД с  $P = 5$  МВт,  $n = 6000$  мин<sup>-1</sup> при использовании сверхпроводника  $Vi-2212$  с рабочей температурой  $T = 30...40$  К сделан вывод, что электрическая машина может иметь удельную мощность порядка 40 кВт/кг, но при этом масса криокулера будет чрезмерной. Проект такой электрической машины может быть выполнимым, если в качестве топлива использовать жидкий водород, который можно использовать в качестве хладагента. Другим условием выполнимости подобных электрических машин является в будущем снижение удельной массы криокулера до 3 кг/кВт.

В [24] рассмотрена с помощью аналитических выражений, а также метода конечных разностей конструкция ПСПЭМ на  $P = 12$  МВт,  $n = 10000$  мин<sup>-1</sup>. Предполагается, что в качестве топлива для турбины будет использоваться жидкий водород, которым может служить хладагентом. Обмотка якоря выполняется из сверхпроводника  $MgB_2$ . Анализ показал, что для такой ПСПЭМ может быть достигнута  $\gamma = 50$  кВт/кг. В других проектах ПСПЭМ достигнута величина  $\gamma = 20$  кВт/кг.

В *University of Tokyo* методом конечно-элементного моделирования проведено исследование параметров различных авиационных электродвигателей на 3, 4 и 5 МВт,  $n = 5000 \text{ мин}^{-1}$ ,  $U = 1732 \text{ В}$ ,  $2p = 4$  [25]. Цель исследования – определить оптимальный вариант по удельной мощности, потерям и пульсационному моменту  $M_{\text{пуль}}$ . Рассматривались как ЧСПСД, так и полностью сверхпроводниковые ПСПСД электродвигатели. Предполагалось, что в ЧСПСД обмотка якоря медная, а обмотка возбуждения (ОВ) выполнена из ленты сверхпроводника  $MgB_2$ , а в ПСПСД как обмотка якоря, так и ОВ выполнены из  $MgB_2$ . Рабочая температура для  $MgB_2$   $T = 20 \text{ К}$ , охлаждение жидким водородом. Потери в проводниках рассчитывались при плотности тока в меди  $j = 7,5 \text{ А/мм}^2$ , в  $MgB_2$  –  $48 \text{ А/мм}^2$ . Для разных вариантов потери в обмотке из  $MgB_2$  составляли от 1697 до 4338 Вт, и являлись наибольшими составляющими потерь. Наименьший  $\gamma$  ЧСПСД –  $5,42 \text{ кВт/кг}$ , для ПСПСД –  $5,85 \text{ кВт/кг}$  для электродвигателя на 3 МВт, наибольший –  $22,21 \text{ кВт/кг}$  для электродвигателя на 5 МВт. Оптимальным признан ЧСПСД на 5 МВт с  $\gamma = 17,12 \text{ кВт/кг}$ , потери менее  $0,0033 \cdot P_n$  ( $P_n$  – номинальная мощность),  $M_{\text{пуль}} = 0,0075 \cdot M_n$  (где  $M_n$  – номинальный вращающий момент).

Проект демонстрационного образца ПСПСД на  $P = 1 \text{ МВт}$ ,  $n = 12000 \text{ мин}^{-1}$  разработан совместно с *University of Manchester* и *Rolls-Royce* при правительственной финансовой поддержке (Великобритания), а также *Univercite of Lorraine* (Франция) [26]. При этом особое внимание уделялось расчету потерь в статоре и способам их снижения. Рассматривались 8 вариантов конструкции на  $2p = 4$  и  $2p = 8$  как с магнитным сердечником статора, так и немагнитным. В разных образцах с обмоткой статора из  $MgB_2$  потери в обмотке статора  $P_a$  составляли от 403 Вт до 6653 Вт, а потери в стали статора до 7037 Вт. Некоторые параметры ПСПСД:  $P = 1 \text{ МВт}$ ,  $n = 12000 \text{ мин}^{-1}$ ,  $2p = 8$ ,  $M = 800 \text{ Н}\cdot\text{м}$ , число пазов статора  $Z = 24$ ,  $l_\delta = 0,3 \text{ м}$ , средний радиус по воздушному зазору  $R_\delta = 0,1557 \text{ м}$ , наружный радиус статора  $R_a = 0,26 \text{ м}$ . Параметры обмотки статора (якоря): материал  $MgB_2$ , производитель *Hyper-Tech Inc.*, диаметр жилы –  $0,18 \text{ мм}$ , критическая плотность тока  $j_c = 1,5 \text{ кА/мм}^2$  при  $20 \text{ К}$ . Для ротора предполагается использовать объемные магниты, которые намагничиваются известным образом. Проведено также исследование двух вариантов конструкции ПСПСД на  $P = 1 \text{ МВт}$ ,  $n = 12000 \text{ мин}^{-1}$ , статор с немагнитными зубцами и новая конструкция с двумя роторами и статором без ярма. Для модели статора использовалась двухслойная обмотка из круглого провода  $MgB_2$  производства *Hyper-Tech Inc.* Для ротора использовался постоянный магнит  $NdFeB$ . Сравнивались КПД статора и  $\gamma$  для разных вариантов конструкции: традиционной СММ, сверхпроводниковой СМ с немагнитными зубцами статора или конструкции статора без ярма. Минимальные потери в обмотке якоря - 304

Вт имеют место в конструкции без ярма статора, а максимальная удельная мощность  $\gamma = 11,7$  кВт/кг – в конструкции с немагнитными зубцами статора. Наименьшая  $\gamma = 5,3$  кВт/кг в СДПМ.

В [27] изучалась на модели целесообразность постройки сверхпроводниковых асинхронных авиационных двигателей с обмоткой статора, выполненной из ленточного сверхпроводника *ReBCO* и медной короткозамкнутой обмоткой ротора на мощность 3...6 МВт, удельной мощностью  $\gamma = 20$  кВт/кг и  $\eta \geq 95$  %. Некоторые данные рассматриваемой модели АД:  $D_2 = 256$  мм,  $D_a = 370$  мм,  $l_s = 500$  мм, обмотка статора с полным или укороченным шагом,  $2p = 2$ ,  $q = 2$ ,  $G = 145,8$  кг, масса ярма  $G_{\text{я}} = 83,6$  кг, масса сверхпроводника *ReBCO* – 3,54 кг, масса меди ротора  $G_{\text{cu}} = 36,7$  кг,  $T = 20$  К. В зависимости от частоты вращения в диапазоне  $n = 4000 \dots 13320$  мин<sup>-1</sup> менялись  $P = 2153 \dots 6473$  кВт,  $\eta = 95,2 \dots 97,7$  %,  $\gamma = 14,8 \dots 44,4$  кВт/кг. Сделан вывод, что приемлемым может быть вариант с номинальными данными  $f = 130$  Гц,  $n = 6360$  мин<sup>-1</sup>,  $P = 3$  МВт,  $\gamma = 20,6$  кВт/кг,  $\eta = 96,1$  %,  $G = 145,7$  кг.

Работа выполнялась сотрудниками *Institute of Superconductor Science and Systems* при *Kyushu University*, *Kagoshima University*, *Fuji Electronic Co Ltd* (Япония) в соответствии с правительственными грантами. Разработанный двигатель по сравнению с аналогичными синхронными электродвигателями имеет КПД на 2..3 % меньше.

В табл. 2 представлены наиболее значимые данные рассмотренных ПСПЭМ.

## В. Заключение

Обзор зарубежных разработок по авиационной электромеханике показал, что разработкой перспективных моделей сверхпроводниковых электрических машин магаваттной мощности занимаются более 25 организаций. Вместе с тем, разработка тихоходных электрических машин (10...200 мин<sup>-1</sup>) идет более успешно, есть опытные образцы на действующих объектах (кораблях, ветростанциях, гидростанциях) [17]. Хотя по удельной мощности сверхпроводниковые машины теоретически могут в 50 раз превысить по этому показателю традиционные машины, масса и габариты холодильного оборудования (криокулеров) могут быть значительными, а удельная мощность разработанных моделей для всей энергетической системы может уступать, например, системе с СМПМ.

Таблица 2.  
Полностью сверхпроводниковые электрические машины

Table 2.  
Fully superconducting machine

Мощность $P$ , МВт	Частота вращения $n$ , мин <sup>-1</sup>	Разработчик / Страна	Сверхпроводник	Удельная мощность $\gamma$ , кВт/кг	Назначение	Источник
22	–	NASA (США)	$MgB_2$	41,3	Генератор	[10]
22	–	NASA (США)	$BSSCO$	42,4	Генератор	[10]
3	–	NASA (США)	$MgB_2$	18,1	Двигатель	[10]
3	–	NASA (США)	$BSSCO$	21,8	Двигатель	[10]
1	6000	Европейский консорциум (Германия, Великобритания, Россия)	ВТСП	20	Двигатель	[11, 12]
10	6000	Kyushu University (Япония)	$ReBCO$	25,6	Двигатель	[20, 21]
2,5	4500	University of Illinois at Urbana (США)	$MgB_2$	25	–	[22]
12	10000	University of Tokyo, Japan Aerospace Exploration Agency (JAXA) (Япония)	$MgB_2$	50	–	[24]
1	12000	University of Manchester, Rolls-Royce (Великобритания)	$MgB_2$	11,7	Двигатель	[26]

Вместе с тем, наблюдается значительный прогресс в области сверхпроводников. Практически все разработчики перешли на высокотемпературные сверхпроводники ( $MgB_2$ ,  $YBCO$ ), совершенствуются криокулеры. По прогнозам некоторых исследователей, коммерческие образцы сверхпровод-

никовых машин появятся через 20-30 лет. Следует ожидать, что первоначально появятся частично сверхпроводниковые машины, т.к. мощность криокулеров для них гораздо меньше, чем для полностью сверхпроводниковых.

© Шумов Ю.Н., 2022

© Сафонов А.С., 2022

*Поступила в редакцию 15.02.2022*

*Received 15.02.2022*

### Библиографический список

- [1] The HPDM-250 is an ultra-high power density integrated motor drive for electric aircraft. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.h3x.tech/> (дата обращения 07.02.2022).
- [2] Anton F. eAircraft: Hybrid-elektrische Antriebe für Luftfahrzeuge, Siemens AG, Corporate Technology, 2019. [Электронный ресурс]. URL: [https://bbaa.de/fileadmin/user\\_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02\\_Siemens\\_Anton.pdf](https://bbaa.de/fileadmin/user_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02_Siemens_Anton.pdf) (дата обращения 07.02.2022).
- [3] Gieras J.F. New applications of synchronous generators // *Prizeglad Elektrotechniczny*. 2012. Vol. 88. No. 9a. Pp. 150-157.
- [4] Sumption M.D. AC loss of superconducting materials for very high density motors and generators of hybrid-electric aircraft // *proc. 2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS), July 12-14, 2018, Cincinnati, OH, USA*. Pp. 1-6.
- [5] Masson P.J., Pienkos J.E., Luongo C.A. Scaling up of HTS motor based on trapped flux and flux concentration for large aircraft propulsion // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2007. Vol. 17. No. 2. Pp. 1579-1582. DOI: 10.1109/TASC.2007.898111
- [6] Masson P.J., Breschi M., Tixador P., Luongo C.A. Design of HTS axial flux motor for aircraft propulsion // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2007. Vol. 17. No. 2. Pp. 1533-1536. DOI: 10.1109/TASC.2007.898120
- [7] Jansen R.H. [et al.] High efficiency megawatt motor conceptual design // *2018 Joint propulsion conference. AIAA Propulsion and Energy Forum and Exposition, July 9-11, 2018, Cincinnati, Ohio, USA*. DOI: 10.2514/6.2018-4699
- [8] Le D.-V., et al. Conceptual design of an HTS motor for future electric aircraft // *Journal of the Korea Industrial Information Systems Research*. 2020. Vol. 25. No. 5. Pp. 49-57.
- [9] Filipenko M. [et al.] Concept design of a high power superconducting generator for future hybrid-electric aircraft // *Superconductor Science and Technology*. 2020. Vol. 33. No. 5. 054002. DOI: 10.1088/1361-6668/ab695a
- [10] Sivasubramaniam K., Zhang T., Lokhandwalla M., Laskaris E.T., Bray J.W., Gerstler B., Shah M.R., Alexander J.P. Development of a high speed HTS generator for Airborne Applications // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2009. Vol. 19. No. 3. Pp. 1656-1661. DOI: 10.1109/TASC.2018.2814742

- [11] Kalsi S., Badcock R.A., Hamilton K., Storey J.G. Homopolar superconducting AC machines, with HTS dynamo driven field coils, for aerospace applications // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. Vol. 756. 012028. DOI: 10.1088/1757-899X/756/1/012028
- [12] Luongo C.A., Masson P.J., Nam T., Mavris D., Kim H.D., Brown G.V., Waters M., Hall D. Next generation more-electric aircraft: a potential application for HTS superconductors // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2009. Vol. 19. No. 3. Pp. 1055-1068. DOI: 10.1109/TASC.2009.2019021
- [13] Masson P.J., Soban D.S., Upton E., Pienkos J.E., Luongo C.A. HTS motors in aircraft propulsion: design considerations // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2005. Vol. 15. No. 2. Pp. 2218-2221. DOI: 10.1109/TASC.2005.849616
- [14] Masson P.J., Luongo C.A. High power density superconducting motor for all-electric aircraft propulsion // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2005. Vol. 15. No. 2. Pp. 2226-2229. DOI: 10.1109/TASC.2005.849618
- [15] Feddersen M., Haran K.S., Berg F. AC loss analysis of MgB<sub>2</sub>-based fully superconducting machines // IOP Conference Series: Materials science and engineering. 2017. Vol. 279. 012026. DOI: 10.1088/1757-899X/279/1/012026
- [16] Felder J.L., Brown G.V., Dae Kim H., Chu J. Turboelectric distributed propulsion in a hybrid wing body aircraft // proc. 20th International Society for Airbreathing Engines (ISABE 2011), 12 Sept., 2011, Gothenburg, Sweden. Pp. 1-20.
- [17] Шумов Ю.Н., Сафонов А.С. Сверхпроводниковые тихоходные электрические машины большой мощности (обзор публикаций) // Электричество. 2019. № 11. С. 58-68. DOI: 10.24160/0013-5380-2019-11-58-68
- [18] Grilli F. [et al.] Superconducting motors for aircraft propulsion: the advanced superconducting motor experimental demonstrator project // Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1590. 012051. DOI: 10.1088/1742-6596/1590/1/012051
- [19] Muelaner J. Fully superconducting motor prepares for testing. Aug. 20, 2019. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.engineering.com/story/fully-superconducting-motor-prepares-for-testing> (дата обращения 07.02.2022).
- [20] Komiyama M., Aikawa T., Yoshida K., Miura S., Iwakuma M., Yoshida T., Sasayama T., Tomioka A., Konno M., Izumi T. Numerical analysis on the influence of armature winding configuration on AC loss of 10 MW fully superconducting generators of electric aircrafts // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1293. 012074. DOI: 10.1088/1742-6596/1293/1/012074
- [21] Komiyama M., Aikawa T., Sasa H., Miura S., Iwakuma M., Yoshida T., Sasayama T., Tomioka A., Konno M., Izumi T. Design study of 10 MW REBCO fully superconducting synchronous generator for electric aircraft // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2019. Vol. 29. No. 5. Pp. 1-6. DOI: 10.1109/TASC.2019.2906655
- [22] Balachandran T., Lee D., Salk N., Haran K.S. A fully superconducting air-core machine for aircraft propulsion // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. Vol. 756. 012030. DOI: 10.1088/1757-899X/756/1/012030
- [23] Voccio J., Tangudu J., Wawrzyniak B. Design and evaluation of a high power density 5 MW, 6000 rpm fully-superconducting generator // proc. AIAA Propulsion and Energy 2020 Forum. 17 Aug., 2020. DOI: 10.2514/6.2020-3551
- [24] Terao Y., Ishida Y., Heideman D.A., Ohsaki H., Okai K., Taguchi H. Electromagnetic analysis of fully superconducting synchronous machines for future electric propulsion

- systems // proc. AIAA Propulsion and Energy 2020 Forum. 24-28 Aug., 2020. DOI: 10.2514/6.2020-3550
- [25] Kong W., Terao Y., Ohsaki H. Optimal design of a superconducting motor for electric-drive aeropropulsion based on finite-element analysis and genetic algorithm // Journal of Physics: Conference Series. 2018. Vol. 1054. 012082. DOI: 10.1088/1742-6596/1054/1/012082
- [26] Manolopoulos C.D., Iacchetti M.F., Smith A.C., Berger K., Husband M., Miller P. Stator design and performance of superconducting motors for aerospace electric propulsion systems // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2018. Vol. 28. No. 4. Pp. 1-5. DOI: 10.1109/TASC.2018.2814742
- [27] Ozaki K. [et al.] Conceptual design of superconducting induction motors using REBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>y</sub> superconducting Tapes for Electric Aircraft // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2020. Vol. 30. No. 4. Pp. 1-5. DOI: 10.1109/TASC.2020.2971671

### References

- [1] The HPDM-250 is an ultra-high power density integrated motor drive for electric aircraft. [Online]. URL: <https://www.h3x.tech/> [Accessed: Feb. 7, 2022].
- [2] F. Anton, “eAircraft: Hybrid-elektrische Antriebe für Luftfahrzeuge”, Siemens AG, Corporate Technology. [Online]. URL: [https://bbaa.de/fileadmin/user\\_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02\\_Siemens\\_Anton.pdf](https://bbaa.de/fileadmin/user_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02_Siemens_Anton.pdf) [Accessed: Feb. 7, 2022].
- [3] J.F. Gieras, “New applications of synchronous generators”, *Przeegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, no. 9a, 2012, pp. 150-157.
- [4] M.D. Sumption, “AC loss of superconducting materials for very high density motors and generators of hybrid-electric aircraft”, in proc. *2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS)*, July 12-14, 2018, Cincinnati, OH, USA, pp. 1-6.
- [5] P.J. Masson, J.E. Pienkos and C. Luongo, “Scaling up of HTS motor based on trapped flux and flux concentration for large aircraft propulsion”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp. 1579-1582, July 2007. DOI: 10.1109/TASC.2007.898111
- [6] P.J. Masson, M. Breschi, P. Tixador and C.A. Luongo, “Design of HTS axial flux motor for aircraft propulsion”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp. 1533-1536, July 2007. DOI: 10.1109/TASC.2007.898120
- [7] R.H. Jansen et al, “High efficiency megawatt motor conceptual design”, in proc. *2018 Joint propulsion conf. AIAA Propulsion and Energy Forum and Exposition*, July 9-11, 2018, Cincinnati, Ohio, USA. DOI: 10.2514/6.2018-4699
- [8] D.-V. Le et al., “Conceptual design of an HTS motor for future electric aircraft”, *Journal of the Korea Industrial Information Systems Research*, vol. 25, no. 5, pp. 49-57, Oct. 2020.
- [9] M. Filipenko et al., “Concept design of a high power superconducting generator for future hybrid-electric aircraft”, *Superconductor Science and Technology*, vol. 33, no. 5, 054002, March 2020. DOI: 10.1088/1361-6668/ab695a

- [10] K. Sivasubramaniam, T. Zhang, M. Lokhandwalla, E.T. Laskaris, J.W. Bray, B. Gerstler, M.R. Shah and J.P. Alexander, "Development of a high speed HTS generator for Airborne Applications", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, no. 3, pp. 1656-1661, June 2009. DOI: 10.1109/TASC.2018.2814742
- [11] S. Kalsi, R.A. Badcock, K. Hamilton and J.G. Storey, "Homopolar superconducting AC machines, with HTS dynamo driven field coils, for aerospace applications", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 756, 012028, June 2020. DOI: 10.1088/1757-899X/756/1/012028
- [12] C.A. Luongo, P.J. Masson, T. Nam, D. Mavris, H.D. Kim, G.V. Brown, M. Waters and D. Hall, "Next generation more-electric aircraft: a potential application for HTS superconductors", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, no. 3, pp. 1055-1068, June 2009. DOI: 10.1109/TASC.2009.2019021
- [13] P.J. Masson, D.S. Soban, E. Upton, J.E. Pienkos and C.A. Luongo, "HTS motors in aircraft propulsion: design considerations", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp. 2218-2221, June 2005. DOI: 10.1109/TASC.2005.849616
- [14] P.J. Masson and C.A. Luongo, "High power density superconducting motor for all-electric aircraft propulsion", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp. 2226-2229, June 2005. DOI: 10.1109/TASC.2005.849618
- [15] M. Feddersen, K.S. Haran and F. Berg, "AC loss analysis of MgB<sub>2</sub>-based fully superconducting machines", *IOP Conference Series: Materials science and engineering*, vol. 279, 012026, 2017. DOI: 10.1088/1757-899X/279/1/012026
- [16] J.L. Felder, G.V. Brown, H. Dae Kim and J. Chu, "Turboelectric distributed propulsion in a hybrid wing body aircraft", in proc. *20th International Society for Airbreathing Engines (ISABE 2011)*, 12 Sept., 2011, Gothenburg, Sweden, pp. 1-20.
- [17] Y.N. Shumov and A.S. Safonov, "Superconducting low-speed large-capacity electrical machines", *Elektrichestvo*, no. 11, pp. 58-68, 2019. DOI: 10.24160/0013-5380-2019-11-58-68
- [18] F. Grilli et al., "Superconducting motors for aircraft propulsion: the advanced superconducting motor experimental demonstrator project", *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1590, 012051, July 2020. DOI: 10.1088/1742-6596/1590/1/012051.
- [19] J. Muelaner, "Fully superconducting motor prepares for testing". Aug. 20, 2019. [Online]. URL: <https://www.engineering.com/story/fully-superconducting-motor-prepares-for-testing> [Accessed: Feb. 7, 2022].
- [20] M. Komiya, T. Aikawa, K. Yoshida, S. Miura, M. Iwakuma, T. Yoshida, T. Sasayama, A. Tomioka, M. Konno and T. Izumi, "Numerical analysis on the influence of armature winding configuration on AC loss of 10 MW fully superconducting generators of electric aircrafts", *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1293, 012074, Sept. 2019. DOI: 10.1088/1742-6596/1293/1/012074
- [21] M. Komiya, T. Aikawa, H. Sasa, S. Miura, M. Iwakuma, T. Yoshida, T. Sasayama, A. Tomioka, M. Konno and T. Izumi, "Design study of 10 MW REBCO fully superconducting synchronous generator for electric aircraft", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 5, pp. 1-6, Aug. 2019. DOI: 10.1109/TASC.2019.2906655

- [22] T. Balachandran, D. Lee, N. Salk and K.S. Haran, “A fully superconducting air-core machine for aircraft propulsion”, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 756, 012030, June 2020. DOI: 10.1088/1757-899X/756/1/012030
- [23] J. Voccio, J. Tangudu and B. Wawrzyniak, “Design and evaluation of a high power density 5 MW, 6000 rpm fully-superconducting generator”, in proc. *AIAA Propulsion and Energy 2020 Forum*, 17 Aug., 2020. DOI: 10.2514/6.2020-3551
- [24] Y. Terao, Y. Ishida, D.A. Heideman, H. Ohsaki, K. Okai and H. Taguchi, “Electromagnetic analysis of fully superconducting synchronous machines for future electric propulsion systems”, in proc. *AIAA Propulsion and Energy 2020 Forum*, 24-28 Aug., 2020. DOI: 10.2514/6.2020-3550
- [25] W. Kong, Y. Terao and H. Ohsaki, “Optimal design of a superconducting motor for electric-drive aeropropulsion based on finite-element analysis and genetic algorithm”, *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1054, 012082. DOI: 10.1088/1742-6596/1054/1/012082
- [26] C.D. Manolopoulos, M.F. Iacchetti, A.C. Smith, K. Berger, M. Husband and P. Miller, “Stator design and performance of superconducting motors for aerospace electric propulsion systems”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 4, pp. 1-5, June 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2814742
- [27] K. Ozaki et al., “Conceptual design of superconducting induction motors using REBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>y</sub> superconducting tapes for electric aircraft”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp. 1-5, June 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2971671

#### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Шумов Юрий Николаевич**, кандидат технических наук, доцент, г. Москва, Российская Федерация

**Yuriy N. Shumov**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor, Moscow, Russian Federation

**Сафонов Александр Сергеевич**, кандидат технических наук, доцент, г. Москва, Российская Федерация

**Aleksander S. Safonov**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor, Moscow, Russian Federation

УДК 621.314

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_61

## **ОСОБЕННОСТИ ТОПОЛОГИИ ИНВЕРТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ NEON™ И СПОСОБОВ ИХ УПРАВЛЕНИЯ**

**О.М. Гладышев**

АО «Электро Интел»

Нижний Новгород, Россия

ORCID: 0000-0002-9427-5747 e-mail: gladishevoleg@mail.ru

**Е.И. Медведев**

АО «Электро Интел»

Нижний Новгород, Россия

ORCID: 0000-0002-4674-3681 e-mail: yrcys@mail.ru

**И.М. Трофимов**

АО «Электро Интел»

Нижний Новгород, Россия

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Нижний Новгород, Россия

ORCID: 0000-0003-1988-3790 e-mail: a\_van\_ia@mail.ru

**В.И. Гребенщиков**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Нижний Новгород, Россия

ORCID: 0000-0002-4010-3886 e-mail: grebenshchikov.viktor@mail.ru

**А.С. Загляднов**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Нижний Новгород, Россия

ORCID: 0000-0001-9476-6696 e-mail: zaglaz.97@yandex.ru

Изложены алгоритмы управления и собственные схемотехнические решения, обеспечивающие переключение силовых транзисторов без коммутационных потерь на базе квазирезонансного полумостового инвертора и безопасной траекторией переключения. Основной отличительной чертой такого инвертора является квазирезонансный метод коммутации силовых ключей: открывание транзисторов происходит при нулевом токе и нулевом напряжении (*ZCZVS*), а закрывание при нулевом напряжении (*ZVS*). Приведены особенности топологии инверторных преобразователей для разных способов управления инвертором – частотного и фазового. Построены диаграммы токов и напряжений полумостового квазирезонансного инвер-

тора в режимах холостого хода и активной нагрузки для частотного способа управления. Приведены варианты построения инверторных преобразователей большой мощности, применяемые в серийной продукции АО «Электро Интел», изложены их преимущества с точки зрения конструкции.

**Ключевые слова:** дуговая сварка, инверторный источник питания, коммутационные потери, особенности схемотехники, резонансный полумостовой инвертор, формирование траектории переключения силовых ключей.

**Для цитирования:** Гладышев, О.М. Особенности топологии инверторных преобразователей NEON™ и способов их управления / О.М. Гладышев, Е.И. Медведев, И.М. Трофимов, В.И. Гребеншиков, А.С. Заглыднов // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 61-76. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_61

## **FEATURES OF NEON® INVERTER TOPOLOGY AND CONTROL METHODS**

**O.M. Gladyshev**

Electro Intel JSC

Nizhny Novgorod, Russia

ORCID: 0000-0002-9427-5747 e-mail: gladishevoleg@mail.ru

**E.I. Medvedev**

Electro Intel JSC

Nizhny Novgorod, Russia

ORCID: 0000-0002-4674-3681 e-mail: ypcyc@mail.ru

**I.M. Trofimov**

Electro Intel JSC

Nizhny Novgorod, Russia

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

Nizhny Novgorod, Russia

ORCID: 0000-0003-1988-3790 e-mail: a\_van\_ia@mail.ru

**V.I. Grebenshchikov**

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

Nizhny Novgorod, Russia

ORCID: 0000-0002-4010-3886 e-mail: grebenshchikov.viktor@mail.ru

**A.S. Zaglyadnov**

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

Nizhny Novgorod, Russia

ORCID: 0000-0001-9476-6696 e-mail: zaglaz.97@yandex.ru

**Abstract.** Control algorithms and proprietary circuit design solutions are described to ensure switching of power transistors without switching losses on the basis of a quasi-resonant half-bridge inverter and a safe switching trajectory. The main distinguishing feature of such an inverter is the quasi-resonant method of switching power transistors: opening occurs at zero current and zero voltage (ZCZVS) and closing at zero voltage (ZVS). The features of the topology of inverter converters for different ways of controlling the frequency and phase inverter are given. Diagrams of currents and voltages of a semi-bridge quasi-resonant inverter in idle and active load modes for a frequency control method are constructed. The variants of the construction of high-power inverter converters used in the serial products of the JSC "Electro Intel" are presented, their advantages from the point of view of design are outlined.

**Keywords:** arc welding, circuit design features, formation of the switching trajectory of power switches, inverter power supply, resonant half-bridge inverter, switching losses.

**For citation:** O.M. Gladyshev, E.I. Medvedev, I.M. Trofimov, V.I. Grebenshchikov and A.S. Zaglyadnov, "Features of NEON® inverter topology and control methods", *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 61-76, 2022.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_61

## I. Введение

Развитие электродуговой сварки неразрывно связано с российскими учеными и исследователями: открытие В.В. Петровым электрической дуги в 1802 г., открытие практического ее применения для электросварки Н.Н. Бенардосом в 1882 г. и создание на основе их работ Н.Г. Славяновым первой полуавтоматической сварки положили начало эре электродуговой сварки. Многие ученые во всех странах мира работали и продолжают работать над совершенствованием электродуговой сварки. Е.О. Патон сформулировал основные положения и требования по технологическим основам электродуговой сварки, которые определяют совокупность электрических, временных и иных требований, предъявляемых к источникам питания электрической дуги. Источник должен надежно и устойчиво работать во всех режимах нагрузки от холостого хода до короткого замыкания и иметь при этом необходимую статическую и динамическую вольтамперную характеристику. Появление инверторных источников существенно расширило область применения электродуговой сварки и изменило требования к их электрическим, временным, энергетическим и массогабаритным характеристикам. Сварочные инверторы должны не только обеспечивать надежное, бесперебойное, устойчивое питание дуги, но, помимо всего, иметь малый вес и экономно расходовать электрическую энергию [1, 2].

Задачу создания простых, надежных инверторных источников питания сварочной дуги, отвечающих всей совокупности требований, и их серийный выпуск более 17 лет успешно решает предприятие АО «Электро

Интел», выпускающее преобразователи под торговой маркой «NEON». Организация специализируется на разработке и производстве инверторных источников питания для сварки, гальваники и других технологических процессов, а также разрабатывает и производит устройства специального назначения. АО «Электро Интел» является научно-производственным предприятием «полного цикла» – все работы от проектирования до реализации продукции выполняются собственными силами компании. Продукция реализуется через дилерскую сеть, состоящую из почти 100 представителей, расположенных по всей стране от Калининграда до Хабаровска [3].

Выход на рынок сварочного оборудования предприятием АО «Электро Интел» стал возможен благодаря разработке конструкторским отделом собственных принципиальных схем инверторов и их простых конструктивных воплощений. Эти схемные решения, отличающиеся от общеизвестных традиционно применяемых, дают предприятию гораздо больше возможностей для маневра по цене, радиодеталям, применяемым материалам и комплектующим. Кроме того, позволяют создавать конкурентоспособное оборудование и уверенно чувствовать себя на рынке при жестко меняющихся внешних условиях, таких как: санкции, изменяющийся курс доллара, исчезновение одних радиодеталей и появление других, последствия пандемии с локдаунами по всему миру и разрывом цепочек поставщиков.

## **II. Описание топологии инверторных преобразователей**

Основу схемных решений инверторных преобразователей, производства АО «Электро Интел», составляет квазирезонансный метод коммутации силовых ключей, с адаптивной динамической высокоскоростной системой управления ими. Квазирезонансным методом называется из-за того, что резонансные явления используются в работе инвертора только во время переходного процесса переключения транзисторов и диодов, а в остальное время инвертор работает классически [4]. Такой метод позволяет на практике осуществить переключение транзисторов и диодов инвертора без коммутационных потерь за счет резонанса, а именно: открывание транзисторов осуществляется при нулевом напряжении на них и нулевом токе, а закрывание (выключение) транзисторов при нулевом напряжении. Диоды в таком инверторе открываются при нулевом напряжении, а закрываются при нулевом токе. Как следствие, в инверторе, работающем по такому методу, на силовых ключах во время переходного процесса, нет моментов времени при которых одновременно на них присутствует напряжение и при этом течет ток. В ключах выполняется главное условие: если на ключе есть напряжение, значит, нет тока и наоборот, если есть ток, значит, нет напряжения. Во время переходного процесса работает только резонансный колебательный контур,

который перехватывает ток из открытых ключей и создает временную задержку появления напряжения на них. Рассмотрим подробно работу такого метода на примере полумостового инвертора, использующего резонансный колебательный контур для формирования безопасной траектории переключения силовых ключей [1].

На рис. 1 приведена упрощенная схема квазирезонансного полумостового инвертора с формированием безопасной траектории переключения силовых элементов:  $VT1$  – верхний ключ полумоста;  $VT2$  – нижний ключ полумоста;  $VD1$  – обратный диод верхнего ключа;  $VD2$  – обратный диод нижнего ключа;  $C1$  и  $C2$  – резонансные емкости формирующие траекторию переключения силовых ключей;  $L1$  – резонансная индуктивность она же индуктивность рассеивания;  $L2$  – индуктивность намагничивания силового трансформатора;  $C_p$  – эквивалентная резонансная емкость;  $C3$  и  $C4$  – емкостной делитель полумоста;  $R1$  – нагрузка.

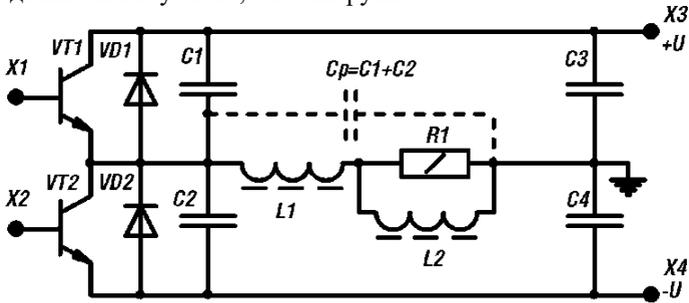


Рис. 1. Квазирезонансный полумостовой инвертор

Fig. 1 Quasi-resonant half-bridge inverter

На рис. 2 приведены диаграммы, поясняющие принцип работы полумостового квазирезонансного инвертора в режиме холостого хода, а на рис. 3 в режиме активной нагрузки. На диаграммах изображено:

$U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение в средней точке соединения верхнего и нижнего ключей;  $I_{\text{ВЫХ}}$  – выходной ток инвертора;  $I_{VT1}$  – ток через транзистор верхнего ключа;  $I_{VT2}$  – ток через транзистор нижнего ключа;  $I_{VD1}$  – ток через обратный диод верхнего ключа;  $I_{VD2}$  – ток через обратный диод нижнего ключа;  $I_{C1,C2}$  – суммарный ток через формирующие емкости;  $T1$  – момент времени открывания обратного диода верхнего ключа;  $T2$  – момент времени закрывания обратного диода верхнего ключа и открывания транзистора верхнего ключа;  $T3$  – момент времени закрывания верхнего ключа и перераспределения тока из ключа в формирующую емкость;  $T4$  – момент времени открывания обратного диода нижнего ключа;  $T5$  – момент времени

закрывания обратного диода нижнего ключа и открывания транзистора нижнего ключа;  $T_6$  – момент времени закрывания нижнего ключа и перераспределения тока из ключа в формирующую емкость.

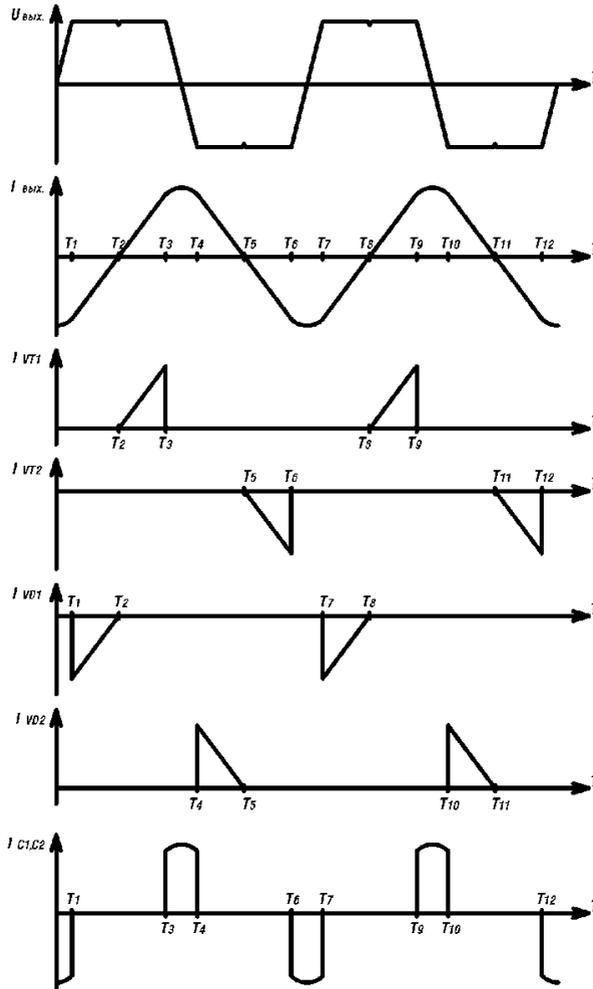


Рис. 2. Диаграммы работы квазирезонансного полумостового инвертора в режиме холостого хода

Fig. 2 Diagrams of operation a quasi-resonant half-bridge inverter in idle mode

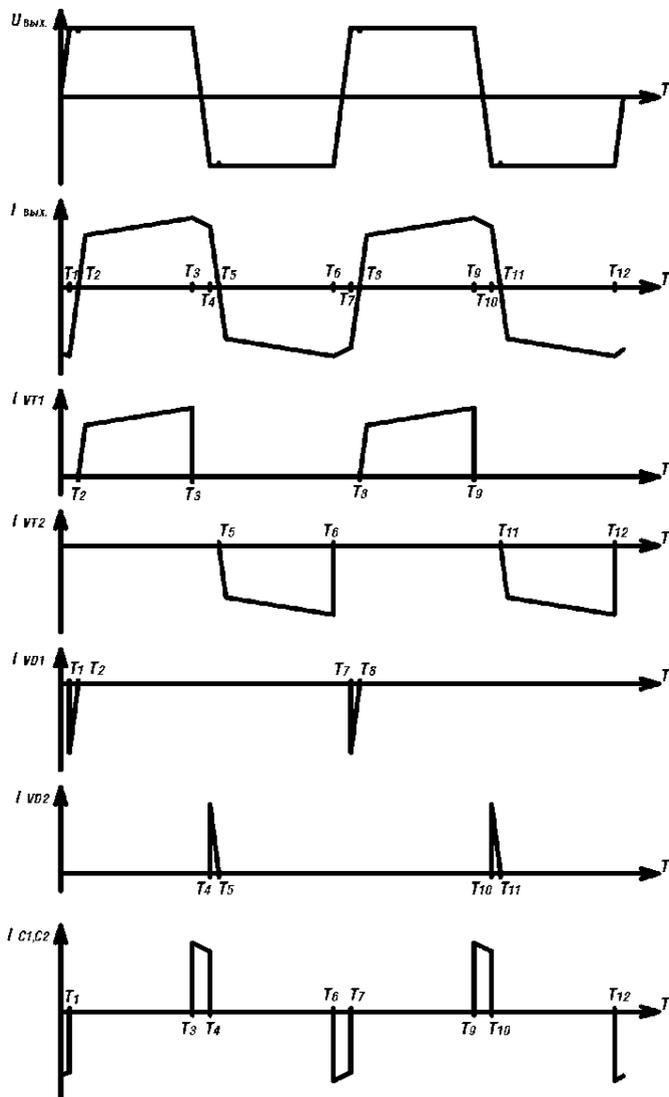


Рис. 3 Диаграммы работы квазирезонансного полумостового инвертора в режиме активной нагрузки

Fig. 3 Diagrams of operation a quasi-resonant half-bridge inverter in active load mode

За счет резонансного процесса энергия, накопленная в конденсаторе, формирующем траекторию переключения, не рассеивается в виде тепла, как в *RCD* снабере, а перераспределяется в колебательном контуре инвертора в виде реактивной энергии. Емкости  $C1$  и  $C2$ , формирующие траекторию, являются резонансной емкостью колебательного контура, а индуктивности рассеивания  $L1$  и намагничивания  $L2$  являются его эквивалентной резонансной индуктивностью. Поскольку энергия динамических потерь при переключении пропорциональна квадрату напряжения на силовом транзисторе и квадрату тока, протекающему по нему, то без специальных мер по формированию траектории в ключах может выделяться мощность до нескольких киловатт.

Предприятие АО «Электро Интел», реализовав вышеуказанный метод, смогло создать относительно дешевую серию сварочных аппаратов для ручной дуговой сварки с квазирезонансными полумостовыми инверторами, использующими частотный способ регулирования с формированием безопасной траектории переключения транзисторов. Основной особенностью такого инвертора является квазирезонансный метод коммутации силовых ключей: открывание транзисторов происходит при нулевом токе и нулевом напряжении (*ZCZVS*), а закрывание при нулевом напряжении (*ZVS*) [5]. Это стало возможным за счет простой схемной реализации высокоскоростного пропорционального токового управления и контроля насыщенного состояния силовых транзисторов, что позволило исключить из процесса выключения транзисторов такой важный параметр, как время рассеивания неосновных носителей. В результате инвертор может работать в частотном диапазоне до нескольких сотен килогерц без коммутационных потерь. Это, в свою очередь, позволило соединять параллельно силовые транзисторы без проблем с выравниванием и существенно сократить статические потери для увеличения рабочих токов инвертора [6].

Возрастающие требования к эргономике и появление новых свойств и функций у сварочных аппаратов конкурентов подвигли конструкторов компании к применению микроконтроллеров в сервисных системах собственных сварочных аппаратов. При этом система управления инвертором осталась аналоговой, расширились ее функции, но, как и прежде, она надежно обеспечивает слежение за мгновенными, амплитудными значениями тока через ключи, их фазой момента перехода через ноль, формируя безупречную траекторию переключения. Стоит отметить, что в инверторах «*NEON*» не используются стандартные драйверы управления, поскольку они не могут обеспечить безупречную работу при таком алгоритме управления. Встроенные в них функции создают временные задержки в прохождении сигналов, мешая синхронизации работы реактивных элементов с ключами.

Сравним топологию преобразователей АО «Электро Интел» с отечественными и зарубежными аналогами. В настоящее время источники питания для сварки реализуются с использованием следующих типовых подходов: асимметричный или «косой» полумост (однотактный прямоходовый мостовой конвертер); полный мост с ШИМ; полумост с ШИМ; резонансные инверторы и квазирезонансные инверторы [7]. Топология инверторов отечественных и зарубежных производителей приведена в табл. 1. Здесь представлены преобразователи для ручной дуговой сварки штучным электродом диаметром 3-4 мм как наиболее массовый класс сварочных аппаратов, нашедших применение как в быту, так и на промышленных предприятиях.

**Таблица 1.**  
**Топология источников питания для сварки**

**Table 1.**  
**Topology of power sources for welding**

Модель инвертора	Производитель	Сварочный ток, А	Силовая часть
Maxstar 151	Miller Electric	150	Мост
Maxstar 141	Miller Electric	140	Мост
Invertec V130S	Lincoln Electric	130	Однотактный прямоходовый мост
MinArc 140	ESAB	140	Однотактный прямоходовый мост
ThermalArc P Wee 160s	Thermadyne	160	Полумост
ThermalArc Pro – Lite 250s	Thermadyne	250	Сдвоенный полумост
ВД 160 ИУ2	ООО «Линкор»	160	Полумост
ВД 315 ИУ2	ООО «Линкор»	315	Мост с «мягкой» коммутацией
Induri VRD10	Welding industries of Australia	125	Мост
ВД 203 NEON	АО «Электро Интел»	200	Полумост с «мягкой» коммутацией

Исходя из данных табл. 1, можно сделать вывод, что большинство производителей предпочитают отработанные схемотехнические и конструктивные решения, упрощают систему управления, используя ШИМ управление сварочным инвертором с жесткой коммутацией, порой в ущерб

КПД устройства, особенно в устройствах нижнего и среднего ценового сегмента. Близким по методу коммутации к преобразователям марки «NEON» является оборудование фирмы «Линкор», кроме того, по схожей технологии управления выполнены некоторые из профессиональных инверторов импортного производства «Kemppi» и «Fronius». Такое оборудование редко встречается в России ввиду их высокой стоимости, в частности из-за дополнительных схемных решений по организации. Применение таких технологий управления положительно сказывается на ресурсе силовых ключей, поэтому их развитие оправдывает цену устройства.

Задачи создания инверторных сварочных аппаратов для полуавтоматической и аргодуговой сварки на постоянном и переменном токе, а также источников питания для технологических процессов диктуют поиск новых схемных решений. Дополнительно конструкторами АО «Электро Интел» решались задачи расширения глубины регулирования выходного тока; управления динамическими характеристиками инвертора; регулирования скоростей нарастания и спада выходного тока. Поставленные задачи были достигнуты после создания спаренного полумостового квазирезонансного инвертора с фазовым управлением и суммирующим выходным трансформатором. Упрощенная принципиальная схема приведена на рис. 4.

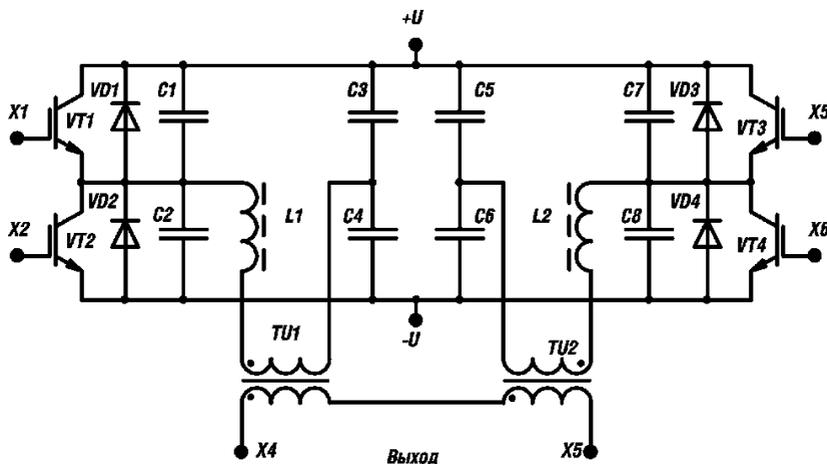


Рис. 4. Упрощенная принципиальная схема квазирезонансного фазового инвертора

Fig. 4. Simplified circuit diagram of a quasi-resonant phase inverter

Преобразователь представляет собой два квазирезонансных полумостовых инвертора, каждый работает на одной фиксированной частоте и

нагружен на свой силовой трансформатор, вторичные обмотки которого включены последовательно. Такая структура инвертора позволяет накапливать в каждом из полумостов необходимую для формирования безопасной траектории переключения реактивную энергию независимо от их фазового сдвига, что особенно актуально при питании инвертора высоким напряжением трехфазной сети, когда необходимо создавать большие времена нарастания и спада напряжения на транзисторах. Каждый из квазирезонансных полумостов имеет собственный индуктивный датчик фазы перехода тока через ноль, который одновременно является защитным датчиком мгновенных значений тока через силовые ключи. Аналоговая система управления принимает сигналы с датчиков тока и сигнал уставки от микропроцессорного сервисного устройства и вырабатывает для ведущего и ведомого полумостов сигналы управления транзисторами, сдвинутые по фазе на необходимый угол, обеспечивающий требуемые выходные параметры и сохранение квазирезонансного режима для формирования безупречной траектории переключения. В результате, как и в предыдущих разработках, транзисторы обоих полумостов фазового инвертора открываются при нулевом токе и напряжении (*ZCZVS*), а закрываются при нулевом напряжении (*ZVS*), обеспечивая мягкую коммутацию без потерь и, как следствие, высокий КПД при любых углах фазового сдвига. Такая топология схем с фазовым алгоритмом управления позволяет предприятию серийно выпускать сварочные инверторы с продолжительностью нагрузки более 60 % при 40 °С окружающей среды, при выходной мощности до 20 кВт.

На базе этого алгоритма управления можно реализовать двоянный инвертор с фазовым управлением без конденсаторов полумоста и дросселей холостого хода, но для этого необходимо предусмотреть цепи пассивного ограничения тока через транзисторы [8] либо использовать драйвер управления силовыми ключами с активным управлением силовым током. Такие решения уже опробованы, и, возможно, скоро будут внедрены серийную продукцию. Методы управления мостовым инвертором с фазовым сдвигом применяются в интегральных микросхемах управления [9, 10]. В продукции АО «Электро Интел» такое решение не применяется из-за более узкого функционала контроллера управления, чем у аналоговой системы управления.

Для изготовления источников большей выходной мощности используются два мостовых квазирезонансных инвертора, работающих от такой же фазовой системы управления, как и для полумостов, поскольку алгоритмы работы у них идентичны. Нагружаются эти квазирезонансные мостовые инверторы так же, как и полумостовые, каждый на свой силовой трансформатор, вторичные обмотки которых соединены последовательно для ал-

гебраического сложения их напряжений и, соответственно, мощностей. Инверторы, собранные по такой структуре, могут изготавливаться на любую мощность, ограниченную в этом случае лишь предельно допустимыми параметрами силовых ключей. Мостовые инверторы с квазирезонансной коммутацией описаны в [11]. Недостаток такого подхода состоит в том, что для увеличения мощности источника требуется создавать новую конструкцию, что затрудняет быстро расширять линейку выпускаемого оборудования, к тому же не всегда выгодно, несмотря на более высокую цену на профессиональное оборудование, поскольку такие источники менее массовые, чем сварочники. В линейке сварочной продукции 16 единиц, в источниках питания для технологических процессов более 50.

Другим вариантом получения источника питания большой мощности, применяемым на предприятии, является использование модульной конструкции. В основе такого исполнения лежит стандартный модуль, который содержит сетевой выпрямитель, полумостовой инвертор с фазовым управлением, силовой трансформатор, выходной выпрямитель. Подключение таких модулей параллельно на одну нагрузку позволяет наращивать выходную мощность за счет подключения дополнительных блоков. В частности, модульная конструкция применена в источниках питания для технологических процессов. Второй особенностью этого оборудования является исполнение со степенью защиты *IP54*, что позволяет работать в условиях агрессивных химических сред, высокой запыленности и влажности со стопроцентной продолжительностью нагрузки. Блоки собираются в стойку друг над другом, в зависимости от требуемой мощности устанавливается необходимое количество силовых модулей и блок управления (рис. 5), высота стойки ограничена требованиями для транспортировки, для еще большего увеличения мощности стоек может быть несколько штук. Например, ИПТ 12/12500 выполнен со следующими выходными параметрами: 12 В, 12500 А и 150 кВт, представляет собой 4 стойки высотой 1,8 м по 8 силовых модулей и одному модулю управления. Предприятие изготавливало источник питания на максимальную выходную мощность 750 кВт.

Первые источники питания для технологических процессов были выполнены со степенью защиты *IP33*, и оказалось, что на некоторых предприятиях не выполняются требования по использованию оборудования, не установлена вентиляция, или блок питания устанавливается максимально близко к гальванической ванне [12] или даже над ней, так, что брызги электролита падают на корпус, а пары засасываются вентиляторами охлаждения внутрь источника. В таких условиях оборудование выходило из строя даже до окончания гарантийного срока службы. После выхода на рынок источников со степенью защиты *IP54*, количество выходов из строя значительно снизилось, даже на предприятиях с агрессивной химической средой.



**Рис. 5. Источники питания для гальванических процессов**

**Fig. 5. Power supplies for galvanic processes**

### **III. Заключение**

Приведена эволюция топологии инверторов, применяемых на предприятии, указаны их достоинства и возможности использования. Самым широким функционалом обладает совмещенный квазирезонансный инвертор с фазовым алгоритмом управления, в числе прочего, такая схема позволяет создавать преобразователи с диапазоном регулирования от десятых долей напряжения и тока, что применимо при проектировании источников питания с высокой точностью и низкой пульсацией выходного напряжения и тока.

Также показаны схмотехнические решения и алгоритмы управления, которые позволяют снизить динамические потери в силовых ключах. Эти решения позволяют построить инверторные преобразователи различной мощности, назначения и видов нагружения: статического, динамического, импульсного. Описаны способы построения устройств большой мощности, их особенности и варианты масштабирования, применяемые на предприятии «Электро Интел».

© Гладышев О.М., 2022

© Медведев Е.И., 2022

© Трофимов И.М., 2022

© Гребенщиков В.И., 2022

© Загляднов А.С., 2022

*Поступила в редакцию 25.02.2022*

*Received 25.02.2022*

## Библиографический список

- [1] Петров С. Перспективная схемотехника сварочных инверторов // Современная электроника. 2009. № 1. С. 36-45.
- [2] Бардин А., Джаникян А., Никитин С., Романов А. Инверторное сварочное оборудование // Силовая электроника. 2008. № 17. С. 116-119.
- [3] Компания – Электро Интел // АО «Электро Интел» [Электронный ресурс]. URL: <https://ei-neon.ru/about/> (дата обращения 25.02.2022).
- [4] Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. 3-е изд. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 671 с.
- [5] Силкин Е.М. Применение нулевых схем инвертора тока с квазирезонансной коммутацией // Силовая электроника. 2005. № 3. С. 84-88.
- [6] Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. 2-е изд. М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2005. – 384 с.
- [7] Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов // Силовая электроника. 2007. № 8. С. 42-47.
- [8] Гладышев О.М., Чивенков А.И., Трофимов И.М., Вихорев Н.Н. Устройство ограничения тока силовых транзисторов в инверторе напряжения, Пат. 183603 RU, заявл. 07.06.2018, опубл. 27.09.2018. – Бюл. № 27.
- [9] Богатов А.Н., Комлев В.А. Импульсный источник питания, Пат. 104795 RU, заявл. 13.01.11; опубл. 20.05.11. – Бюл. № 14.
- [10] UCC2895. Phase-shifted full-bridge controller with enhanced control logic // Texas Instruments [Электронный ресурс]. URL: <https://www.ti.com/product/UCC2895> (дата обращения 25.02.2022).
- [11] Силкин Е.М. Независимые инверторы напряжения с квазирезонансной коммутацией для высокочастотных применений // Силовая электроника. 2009. № 21. С. 56-60.
- [12] Современные выпрямители для гальваники: заменяем тиристоры на IGBT // АО «КОМПЭЛ» [Электронный ресурс]. URL: <https://www.compel.ru/lib/88475> (дата обращения 25.02.2022).

## References

- [1] S. Petrov, “Perspektivnaya shemotekhnika svarochnih inverterov [Promising circuit design of welding inverters]”, *Sovremennaya Elektronika [Modern Electronics]*, no. 1, pp. 36-45, 2009 (in Russian).
- [2] A. Bardin, A. Dzhanikeyan, S. Nikitin and A. Romanov, “Invertornoe svarochnoe oborudovanie [Inverter welding equipment]”, *Silovaya Elektronika [Power Electronics]*, no. 17, pp. 116-119, 2008 (in Russian).
- [3] Kompaniya – Elektro Intel [About company – Electro Intel] // JSC "Electro Intel". [Online]. Available at: <https://ei-neon.ru/about/> [Accessed: Feb. 25, 2022] (in Russian).
- [4] G.S. Zinov'ev, *Osnovy silovoy elektroniki [Basis of the power electronics]*, 3rd ed. Novosibirsk: NSTU, 2004 (in Russian).

- [5] E.M. Silkin, “Primenenie nulevikh shem invertora toka s kvazirezonsanoi kommutatsiey [Application of zero circuits current inverters with quasi-resonant switching]”, *Silovaya Elektronika [Power Electronics]*, no. 3, pp. 84-88, 2005 (in Russian).
- [6] P.A. Voronin, *Silovye poluprovodnikovye kluchi [Power semiconductor keys]*, 2nd ed. Moscow: Publishing house "Dodeka - XXI", 2005 (in Russian).
- [7] S. Petrov, “Shemotekhnika promishlennih svarochnih invertorov [Circuitry of industrial welding inverters]”, *Silovaya Elektronika [Power Electronics]*, no. 8, pp. 42-47, 2007 (in Russian).
- [8] O.M. Gladyshev, A.I. Chivenkov, I.M. Trofimov, N.N. Vihorev, “Ustroistvo ogranicheniya toka silovykh tranzistorov v invertore napryazheniya [Current limiting device of power transistors in a voltage inverter]”, Patent RU 183603, Sept. 27, 2018 (in Russian).
- [9] A.N. Bogatov and V.A. Komlev, “Impul'snyj istochnik pitaniya [Pulse power supply]”, Patent RU 104795, May 20, 2011 (in Russian).
- [10] UCC2895. *Phase-shifted full-bridge controller with enhanced control logic*, Texas Instruments [Online]. Available at: <https://www.ti.com/product/UCC2895> [Accessed: Feb. 25, 2022].
- [11] *Sovremennyye vypryamiteli dlya gal'vaniki: zamenyaem tiristory na IGBT [Modern rectifiers for electroplating: replacing thyristors with IGBT]*, JSC «KOMPEL». [Online]. Available at: <https://www.compel.ru/lib/88475> [Accessed: Feb. 25, 2022] (in Russian).
- [12] E.M. Silkin, “Nezavisimyye inventory napryazheniya s kvazirezonsanoi kommutatsiey dlya vysokochastotnykh primeneniy [Independent voltage inverters with quasi-resonant switching for high-frequency applications]”, *Silovaya Elektronika [Power Electronics]*, no. 21, pp. 56-60, 2009 (in Russian).

### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Гладышев Олег Маратович**, главный конструктор АО «Электро Интел», г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Oleg M. Gladyshev**, chief designer of the JSC “Electro Intel”, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Медведев Евгений Иванович**, технический директор АО «Электро Интел», г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Evgeniy I. Medvedev**, technical director of the JSC “Electro Intel”, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Трофимов Иван Михайлович**, кандидат технических наук, ведущий конструктор АО «Электро Интел», доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Ivan M. Trofimov**, Cand. Sci. (Eng.), lead designer of the JSC “Electro Intel”, associate professor of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Гребенщиков Виктор Иванович**, кандидат технических наук, доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Загляднов Александр Сергеевич**, аспирант Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Viktor I. Grebenschikov**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Alexander S. Zaglyadnov**, graduate student of the Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russian Federation

---

---

## ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

---

УДК 621.316.722

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_77

### **ДВУХСТУПЕНЧАТЫЕ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИЕ УСТАНОВКИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ СЕКЦИЙ В ТЯГОВОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ**

**А.С. Серебряков**

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет  
Княгинино, Россия  
ORCID: 0000-0002-7455-2348 e-mail: a.sereb@mail.ru

**Л.А. Герман**

филиал Самарского государственного университета путей сообщения  
в Нижнем Новгороде  
Нижний Новгород, Россия  
e-mail: lagerman@mail.ru

**В.Л. Осокин**

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет  
Княгинино, Россия  
ORCID: 0000-0001-8772-4252 e-mail: osokinvl@mail.ru

**Д.Е. Дулепов**

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет  
Княгинино, Россия  
ORCID: 0000-0003-1044-1865 e-mail: dulepov.86@mail.ru

Активно-емкостные и индуктивно-емкостные цепи с последовательным включением конденсаторов широко используются в электроэнергетике для компенсации реактивной мощности. В системах тягового электроснабжения железных дорог, электрифицированных на переменном токе, установки компенсации выполняют две задачи: при большой нагрузке они поддерживают заданную пропускную способность железной дороги, а при малой нагрузке снижают потери мощности в тяговой сети. Поэтому установка компенсации в тяговой сети должна быть, по крайней мере, двухступенчатой, т.е. иметь два значения реактивной мощности и соответственно

два значения емкости. Значение реактивной мощности в таких установках регулируется ступенчато за счет переключения отдельных секций конденсаторов, которые включаются последовательно. При переключениях последовательно включенных конденсаторов в цепях синусоидального тока при ненулевых начальных условиях могут возникать неизвестные ранее специфические переходные процессы, вызывающие значительные перенапряжения на конденсаторах. Показано, что при ненулевых начальных условиях расчет переходных процессов в активно-емкостных цепях с последовательно включенными конденсаторами по известному классическому методу дает результаты, отличные от действительных значений.

Цель статьи – дать неизвестное ранее теоретическое обоснование для расчета переходных процессов в электрических цепях, содержащих последовательно включенные конденсаторы. Проведенные исследования имеют практическое значение, так как в современных электроустановках в качестве коммутационной аппаратуры используются тиристорные ключи, при которых расшунтирование одного конденсатора в компенсирующей установке происходит при максимальном напряжении на работающем конденсаторе и при нулевом напряжении на расшунтируемом конденсаторе. В этом случае на конденсаторах возможны перенапряжения, превышающие предполагаемые значения до двух раз. Дано теоретическое обоснование этого явления на примере анализа переходного процесса в активно-емкостной цепи с двумя последовательно включенными конденсаторами.

**Ключевые слова:** компенсация реактивной мощности, конденсаторная установка, метод Рунге–Кутты, переходные процессы, расчет переходных процессов, фильтрокомпенсирующая установка, численные методы.

**Для цитирования:** Серебряков, А.С. Двухступенчатые фильтрокомпенсирующие установки с последовательным соединением секций в тяговой сети переменного тока. Анализ переходных процессов / А.С. Серебряков, Л.А. Герман, В.Л. Осокин, Д.Е. Дулепов // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 77-98. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_77

## **TWO-STAGE FILTER COMPENSATING UNITS WITH SERIES CONNECTION OF SECTIONS IN AC TRACTION NETWORK. TRANSIENT ANALYSIS**

**A.S. Serebryakov**

Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics  
Knyaginino, Russia  
ORCID: 0000-0002-7455-2348 e-mail: a.sereb@mail.ru

**L.A. German**

Branch of the Samara State University of Railway Transport in Nizhny Novgorod  
Nizhny Novgorod, Russia  
e-mail: lagerman@mail.ru

**V.L. Osokin**

Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics  
Knyaginino, Russia

ORCID: 0000-0001-8772-4252 e-mail: osokinvl@mail.ru

**D.E. Dulepov**

Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics  
Knyaginino, Russia

ORCID: 0000-0003-1044-1865 e-mail: dulepov.86@mail.ru

**Abstract.** Active-capacitive and inductive-capacitive circuits with series connection of capacitors are widely used in the electric power industry for reactive power compensation. In railways AC traction power supply system compensation units perform two tasks: maintain a given railway throughput under heavy load mode and reduce power losses in the traction network under low load mode. Therefore, the compensation units in the traction network must be at least two-stage, i.e. have two reactive power values and accordingly two capacitance values. The reactive power value in such installations is regulated in steps by switching individual sections of capacitors, which are connected in series. Previously unknown specific transients can occur when switching series-connected capacitors in sinusoidal current circuits with non-zero initial conditions. These transients causing significant overvoltage on the capacitors. It is shown that for non-zero initial conditions, the calculation of transient processes in active-capacitive circuits with capacitors connected in series using the well-known classical method gives results that differ from the actual values.

The purpose of the article is to provide a previously unknown theoretical basis for calculating transient processes in electrical circuits containing capacitors connected in series. The studies carried out are of practical importance, since thyristor switches are used as switching equipment in modern electrical installations. In this case, the shunting of one capacitor in the compensating installation occurs at the maximum voltage on the operating capacitor and at zero voltage on the bypassed capacitor. In this case, overvoltage is possible on the capacitors exceeding the assumed values up to a double value. The theoretical substantiation of this phenomenon is given on the example of the analysis of the transient process in an active-capacitive circuit with two series-connected capacitors.

**Keywords:** compensating unit, filter compensating unit, numerical analysis, reactive power compensation, Runge – Kutta method, transient processes, transient processes calculating.

**For citation:** A.S. Serebryakov, L.A. German, V.L. Osokin and D.E. Dulepov, “Two-stage filter compensating units with series connection of sections in AC traction network. Transient analysis”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 77-98, 2022.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_77

## 1. Введение

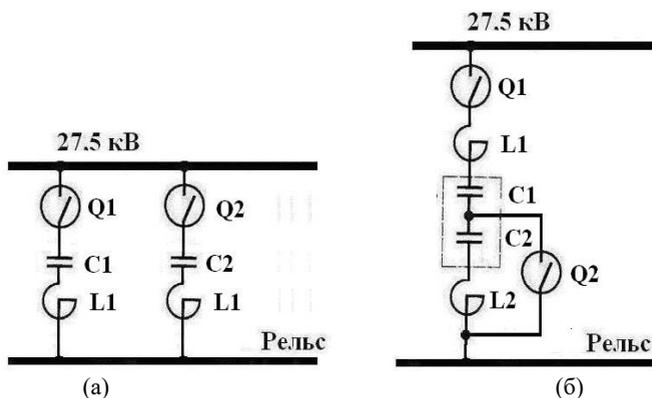
Активно-емкостные цепи с последовательным включением конденсаторов используют в электроэнергетике в установках поперечной емкостной компенсации реактивной мощности. В частности, они применяются в установках компенсации реактивной мощности в системах тягового электроснабжения железных дорог, электрифицированных на переменном токе [1–10]. В связи с возрастанием грузопотока, внедрением более мощного электроподвижного состава, появлением на участках тяжеловесных поездов, включая двоянные, увеличиваются тяговые нагрузки и потери напряжения от них. В результате понижается напряжение на токоприемниках электропоездов и снижается пропускная способность железной дороги.

Мощным средством усиления существующих систем электроснабжения с повышением пропускной способности железной дороги являются установки поперечной емкостной компенсации (КУ), комплексно воздействующие на все показатели режима тяговой сети.

В отличие от расчетов предыдущих лет, когда выполнялись требования энергосистемы и мощность КУ определялась «по разности тангенсов» [5] с 2010 г. расчет КУ производится с целью повышения пропускной способности железной дороги [6]. При этом мощность КУ увеличивается по сравнению с [5] в 1,5-2 раза и более, а установки выполняют требования двух документов [5] и [6]. В этом случае при снижении тяговой нагрузки, что обычно бывает при отсутствии тяжеловесных поездов, наступает режим перекомпенсации реактивной мощности с возрастанием напряжения в тяговой сети вплоть до предельно допустимого напряжения 29 кВ. Поэтому КУ, рассчитанные для повышения пропускной способности, обязательно должны быть регулируемы. Сегодня разработаны для тяговых сетей два варианта регулируемых установок: плавнорегулируемые и дискретно регулируемые, или переключаемые двухступенчатые КУ с параллельным или последовательным соединением секций (рис. 1) [12].

Каждая секция двухступенчатой КУ представляет последовательно соединенные конденсаторную батарею  $C1$  или  $C2$  и реактор  $L1$  или  $L2$ , настроенные на частоту менее 150 Гц [12]). В первом варианте (рис. 1, а) при параллельном соединении секций с увеличением тяговой нагрузки включаются обе секции. При последовательном соединении секций (рис. 1, б) при увеличении нагрузки шунтируется вторая секция выключателем  $Q2$  и в работе остается только одна первая секция. Возможен вариант, когда при двух последовательно включенных секций один реактор обеспечивает настройку на третью гармонику с эквивалентной емкостью двух секций.

Опираясь на опыт успешной эксплуатации КУ с последовательным соединением секций на тяговой подстанции Шумерля Горьковской железной дороги можно сделать вывод о том, что такой вариант КУ является наиболее экономичным вариантом по стоимостным показателям [11, 12].



**Рис.1. Двухступенчатые установки поперечной компенсации реактивной мощности в тяговой сети с включением секций: параллельно (а); последовательно (б)**

**Fig. 1. Two-stage units of transverse reactive power compensation in a traction network with connection of sections: parallel (a); series (b)**

Сегодня главный вопрос при эксплуатации КУ с последовательным соединением секций – замена коммутационного аппарата второй секции (вакуумный выключатель 10 кВ) на тиристорный ключ и соответствующее упрощение схемы подключения второй секции. Попытки включения тиристорного ключа на действующей установке на подстанции Шумерля, к сожалению, положительного эффекта не дали. Повреждение тиристорного ключа в течение года экспериментальной проверки заставило нас провести дополнительные исследования электромагнитных процессов при коммутации секций КУ. Ниже приведены результаты этих исследований. При переключениях последовательно включенных конденсаторов в активно-емкостной цепи могут возникать специфические переходные процессы, вызывающие значительные перенапряжения на конденсаторах.

Цель работы – рассмотреть неизвестное ранее теоретическое обоснования для расчета переходных процессов в электрических цепях синусоидального тока, содержащих последовательно включенные конденсаторы,

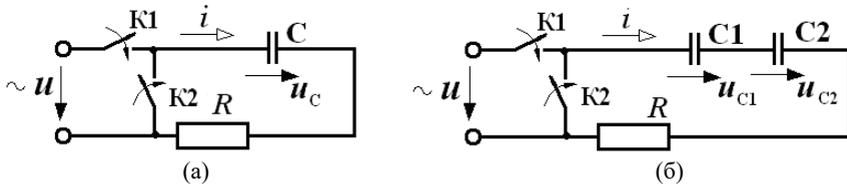
поскольку специфика переходных процессов в электрических цепях с последовательно соединенными конденсаторами в учебниках по теоретическим основам электротехники [13-14] не рассматривается.

## II. Методы исследования

Для расчета переходных процессов в электрических цепях чаще всего используют классический метод, который подробно рассмотрен во многих учебниках по теоретическим основам электротехники [13-14]. Однако, в некоторых случаях расчет по известному классическому методу дает результаты, отличные от действительных значений. В [13-14] показано, что при расчете переходного процесса классическим методом, ток и напряжения на отдельных элементах цепи в установившемся режиме в цепи определяются видом функции приложенного напряжения  $u(t)$ . Эти составляющие тока и напряжений находят как частные решения дифференциального уравнения цепи. Полное решение складывается из частного и общего решения, получаемого, если положить  $u(t) = 0$ . Зная ток в цепи, можно найти напряжения на отдельных элементах цепи. Для расчета установившихся значений напряжений и токов цепях синусоидального тока обычно также применяют комплексный (символический) метод, полагая, что установившиеся значения токов и напряжений не зависят от начальных условий (НУ) и являются синусоидальными функциями времени.

Однако, если электрическая цепь содержит два или более последовательно включенных конденсатора, в установившемся режиме значения напряжений на отдельных конденсаторах при синусоидальном питающем напряжении и синусоидальном токе могут в зависимости от НУ содержать и постоянные составляющие. Такие режимы могут возникнуть, например, в ступенчато регулируемых установках компенсации реактивной мощности при коммутации последовательно включенных конденсаторов. Пари этом возможны случаи, когда при синусоидальном токе и ненулевых НУ установившиеся значения напряжений на конденсаторах оказываются несинусоидальными. Рассмотрим этот вопрос подробнее на примерах расчета активно-емкостных цепей при питании их от источника синусоидального напряжения.

Для понятия существа вопроса и обоснования метода расчета цепи  $RC$  при включении ее на синусоидальное напряжение и при коммутации конденсаторов рассмотрим сначала переходный процесс в простейшей линейной цепи  $RC$  при включении ее на синусоидальное напряжение (рис. 2, а). После окончания кратковременного переходного процесса в цепи наступает установившийся режим. Напряжение на конденсаторе и ток, протекающий через конденсатор в установившемся режиме, будут синусоидальными величинами.



**Рис. 2. Принципиальная схема на синусоидальном токе линейной  $RC$  цепи с конденсаторами: одним (а); двумя, соединенными последовательно (б)**

**Fig. 2. Schematic diagram for sinusoidal current of a linear  $RC$  circuit with capacitors: one capacitor (a); two connected in series (b)**

### III. Основные расчеты

Поскольку ток является общим для всех участков цепи  $RC$ , начальную фазу для него обычно выбирают равной нулю [13]. Тогда начальная фаза  $\varphi$  питающего напряжения будет равна фазовому параметру нагрузки, т.е. фазовому параметру  $RC$  цепи  $\varphi = a \cdot \tan(-1/\omega CR)$ . Однако, в реальных случаях начальная фаза тока не всегда оказывается равной нулю. Поэтому для общего случая выражения для питающего напряжения и тока в переходном режиме запишем в виде:

$$u = U_m \sin((\omega \cdot t + \psi));$$

$$i = i_y + i_{св} = I_m \sin((\omega t + \psi - \varphi) + Ae^{-\frac{t}{RC}}, \quad (1)$$

здесь  $U_m$  и  $I_m$  – амплитуды питающего напряжения  $U$  и тока  $I$ ;  $i_y$  и  $i_{св}$  – установившаяся и свободная составляющие тока  $i$ ;  $\omega$  – угловая частота;  $A$  – постоянная интегрирования.

Дифференциальное уравнение для рассматриваемой цепи с последовательно включенными элементами  $R$  и  $C$  имеет вид:

$$u_R + u_C = Ri + u_C = Ri + \frac{1}{C} \int i dt + u_C(0) = U_m \sin((\omega t + \psi), \quad (2)$$

где  $u_C(0)$  – напряжение на конденсаторе  $C$  в начальный момент времени.

Установившийся ток определяется видом действующего напряжения, то есть видом правой части дифференциального уравнения (2). Если приложенное напряжение изменяется по синусоидальному закону, то и

установившийся ток тоже будет изменяться по синусоидальному закону с той же частотой. Свободный ток представляет собой затухающую экспоненту, которая очень быстро затухает, так как значение питающего напряжения в этом случае считается равным нулю ( $u(t) = 0$ ). Подставив выражение (1) для тока в (2), получим:

$$RI_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{1}{C} \int_0^t I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) dt + \frac{1}{C} \int_0^t A e^{-\frac{t}{RC}} dt + u_c(0) = \quad (3)$$

$$= U_m \sin(\omega t + \psi).$$

После интегрирования уравнения (3), считая, что установившийся режим наступает при затухании экспоненты, т.е. при  $t \rightarrow \infty$ , получим:

$$RI_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \frac{1}{\omega C} I_m \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \quad (4)$$

$$+ \frac{1}{\omega C} I_m \cos(\psi - \varphi) + AR + u_c(0) = U_m \sin(\omega t + \psi).$$

Связь между амплитудами тока и напряжения записывается на основании известного закона Ома:

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(-\frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (5)$$

Поскольку правая часть (4) не содержит постоянных составляющих, то сумма всех постоянных составляющих в левой части этого уравнения также должна быть равна нулю:

$$\frac{1}{\omega C} I_m \cos(\psi - \varphi) + AR + u_c(0) = 0. \quad (6)$$

Из (6) определим постоянную интегрирования  $A$ :

$$A = -\frac{\frac{I_m}{\omega C} \cos(\psi - \varphi) + u_c(0)}{R} = -\frac{\frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + u_c(0)}{R} = \frac{U_m \sin(\varphi) \cos(\psi - \varphi) - u_c(0)}{R}. \quad (7)$$

Окончательное выражение для тока буде иметь вид:

$$\begin{aligned} i &= i_y + i_{cb} = I_m \sin((\omega t + \psi - \varphi) + Ae^{-\frac{t}{RC}} = \\ &= I_m \sin((\omega t + \psi - \varphi) - \frac{\frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + u_c(0)}{R} e^{-\frac{t}{RC}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Напряжение на конденсаторе  $C$  определится по формуле:

$$\begin{aligned} u_c &= \frac{1}{C} \int_0^t idt + u_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^t \left( I_m \sin((\omega t + \psi - \varphi) + Ae^{-\frac{t}{RC}} \right) dt + u_c(0) = \\ &= \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) dt + \frac{1}{C} \int_0^t Ae^{-\frac{t}{RC}} dt + u_c(0) = \\ &= -\frac{U_m}{\omega CZ} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega CZ} \cos(\psi - \varphi) - AR e^{-\frac{t}{RC}} + AR + u_c(0). \end{aligned} \quad (9)$$

Подставив значение постоянной интегрирования  $A$  из (7) в (9), получим выражение для напряжения на конденсаторе  $C$ :

$$\begin{aligned} u_c &= -\frac{U_m}{\omega CZ} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega CZ} \cos(\psi - \varphi) - \\ &- \left( \frac{-U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - u_c(0) \right) e^{-\frac{t}{RC}} + \left( \frac{-U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - u_c(0) \right) + u_c(0) = \\ &= -\frac{U_m}{\omega CZ} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \left( \frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + u_c(0) \right) e^{-\frac{t}{RC}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Как видно из (10), установившееся напряжение на конденсаторе  $C$  синусоидальное. Оно не зависит от начального напряжения  $u_c(0)$  на конденсаторе  $C$ . Начальное напряжение  $u_c(0)$  на конденсаторе  $C$  в соответствии с (7) влияет только на постоянную интегрирования  $A$ . При отключении ключа  $K1$  и замыкания ключа  $K2$  конденсатор  $C$  разряжается до нуля.

Совсем другой результат получается при включении на синусоидальное напряжение цепи с двумя последовательно соединенными конденсаторами (рис. 1, б). По отношению к оставшейся части цепи два соединенные последовательно конденсатора  $C1$  и  $C2$  можно заменить одним эквивалентным конденсатором  $C$ , емкость которого  $C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$ .

Как и ранее, начальные фазы питающего напряжения и тока примем в соответствии с (1). Напряжение на эквивалентном конденсаторе  $C$  в начальный момент времени будет равно  $u_c(0) = u_{c1}(0) + u_{c2}(0)$ . Постоянная интегрирования  $A$  будет определяться, как и ранее по (7), а ток в цепи – по (8).

При такой методике ток в цепи будет определяться правильно. Однако, напряжения на каждом из конденсаторов могут при этом содержать в установившемся режиме постоянные составляющие и оказаться несинусоидальными, если НУ не нулевые и заряды на конденсаторах не равные, т.е.  $q_{c1}(0) = C1 \cdot u_{c1}(0) \neq q_{c2}(0) = C2 \cdot u_{c2}(0)$ . Правильные результаты для напряжений на конденсаторах можно получить только в том случае, если каждый конденсатор при расчетах учитывается как отдельный элемент схемы. Покажем это для случая двух последовательно соединенных конденсаторов (рис. 1, б). Напряжение на конденсаторе  $C1$  будет определяться в течение переходного процесса и в установившемся режиме по формуле:

$$\begin{aligned} u_{c1} &= \frac{1}{C1} \int_0^i idt + u_{c1}(0) = \frac{1}{C1} \int_0^i \left( \frac{U_m}{Z} \sin((\omega t + \psi - \varphi) + Ae^{-\frac{t}{RC}}) \right) dt + u_{c1}(0) = \\ &= -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + \frac{A}{C1} (-RC)e^{-\frac{t}{RC}} - \\ &- \frac{A}{C1} (-RC)e^0 + u_{c1}(0) = -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - \\ &- \frac{A}{C1} (RC)e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{A}{C1} (RC) + u_{c1}(0). \end{aligned} \quad (11)$$

Подставив в (11) значение постоянной интегрирования  $A$  из (7)

$$A = \frac{-\frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - u_c(0)}{R},$$

получим выражение для напряжения  $u_{c1}$  на конденсаторе  $C1$  в течение переходного процесса и в установившемся режиме:

$$\begin{aligned}
u_{C1} = & -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - \frac{A}{C1} (RC) e^{-\frac{t}{RC}} + \\
& + \frac{A}{C1} (RC) + u_{C1}(0) = -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - \\
& - \frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - u_{C1}(0) \frac{C}{C1} e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{U_m}{\omega C \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - u_{C1}(0) \frac{C}{C1} C + \\
& + u_{C1}(0) = -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + \\
& + \left( \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + \frac{u_{C1}(0) + u_{C2}(0)}{C1} C \right) e^{-\frac{t}{RC}} - \frac{U_m}{\omega C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) - \\
& - \frac{u_{C1}(0) + u_{C2}(0)}{C1} \cdot C + u_{C1}(0) = -\frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \\
& + \frac{u_{C1}(0) C1 - u_{C2}(0) C2}{C1 + C2} + \left( \frac{U_m}{\omega \cdot C1 \cdot Z} \cos(\psi - \varphi) + \frac{(u_{C1}(0) + u_{C2}(0)) C}{C1} \right) e^{-\frac{t}{RC}}.
\end{aligned} \tag{12}$$

Аналогично получим выражение для напряжения  $u_{C2}$  на конденсаторе  $C2$ :

$$\begin{aligned}
u_{C2} = & -\frac{U_m}{\omega \cdot C2 \cdot Z} \cos(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{u_{C2}(0) C2 - u_{C1}(0) C1}{C1 + C2} + \\
& + \left( \frac{U_m}{\omega \cdot Z \cdot C2} \cos(\psi - \varphi) + \frac{u_{C1}(0) + u_{C2}(0)}{C1 + C2} C1 \right) e^{-\frac{t}{RC}}.
\end{aligned} \tag{13}$$

Выражения (12) и (13) можно записать:

$$u_{C1} = u_{C1,y\bar{\square}} + u_{C1,y=} + u_{C1,св}; \tag{14}$$

$$u_{C2} = u_{C2,y\bar{\square}} + u_{C2,y=} + u_{C2,св} = u_{C2,y\bar{\square}} - u_{C1,y=} + u_{C2,св}, \tag{15}$$

где  $u_{C1,y=} = \frac{u_{C1}(0) C1 - u_{C2}(0) C2}{C1 + C2}$  и  $u_{C2,y=} = \frac{u_{C2}(0) C2 - u_{C1}(0) C1}{C1 + C2} = -u_{C1,y=}$  –

постоянные составляющие установившегося напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ . Для расчета постоянных составляющих при расшунтировании секции  $C2$  в нуль тока можно использовать формулу  $u_{C1,y=} = -u_{C2,y=} = U_m \cdot n2 / (n1 + n2)$ , где  $n1$  и  $n2$  – количество рядов конденсаторов в секциях  $C1$  и  $C2$ .

Как видно из (14) и (15), напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  содержат не только установившиеся синусоидальные составляющие  $u_{C1,y\sim}$  и  $u_{C2,y\sim}$ , но и установившиеся постоянные составляющие  $u_{C1,y=}$  и  $u_{C2,y=}$  =  $-u_{C1,y=}$ , причем, постоянные составляющие, равные по значению и противоположные по знаку.

#### IV. Математическая модель

Для подтверждения полученных положений и выводов проведем анализ переходных процессов в схеме на рис. 1, б методом численного решения дифференциальных уравнений в интегрированном пакете *Mathcad*. На рис. 3 приведена программа расчета переходного процесса при включении двух последовательно включенных конденсаторов с НУ на синусоидальное напряжение с последующим отключением их от источника напряжения и разрядом [15].

Дифференциальные уравнения, записанные в форме Коши для плоскокоммутиционной схемы на рис. 1, б имеют вид:

$$\frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C1} i = \frac{u(t) - u_{C1} - u_{C2}}{C1 \cdot R}; \quad (16)$$

$$\frac{du_{C2}}{dt} = \frac{1}{C2} i = \frac{u(t) - u_{C1} - u_{C2}}{C2 \cdot R}. \quad (17)$$

Ток в цепи определялся по формуле:

$$i = \frac{u(t) - u_{C1} - u_{C2}}{R}. \quad (18)$$

Решение системы двух дифференциальных уравнений (16)–(17) в интегрированном пакете *Mathcad* производится численным методом Рунге-Кутты четвертого порядка. Для решения используется стандартная функция *rkfixed* интегрирования дифференциальных уравнений в форме Коши с фиксированным шагом. Здесь введены следующие компьютерные переменные:  $x_0 = u_{C1}$  и  $x_1 = u_{C2}$  [15].

В скобках функции *rkfixed* перечисляются через запятую: вектор НУ  $x$  для искомым переменных ( $x_0(0) = u_{C1}(0) = 40$  В и  $x_1(0) = u_{C2}(0) = 0$  В), начальная 0 и конечная 2 точки интервала интегрирования, выраженные в секундах, число точек 200000, не считая нулевой точки, и вектор  $D$  первых производных искомым функций. Для вектора  $D$  первых производных искомым функций в скобках сначала указывается переменная, по которой берется производная (в данном случае это время  $t$ ), и через запятую указывается вектор функций, от которых берутся производные (это  $x$ ).

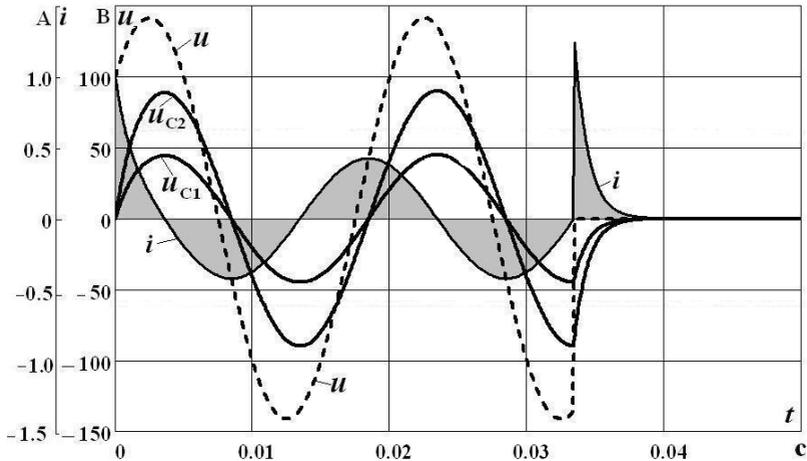
$$\begin{aligned}
 f &:= 50 & \omega &:= 2\pi \cdot f & \psi &:= 45 & U_m &:= 100\sqrt{2} = 141.421 \\
 u(t) &:= \text{if}(t \leq 0.0334, 100\sqrt{2} \sin(314t + \psi \text{ deg}), 0) \\
 R &:= 100 & C1 &:= 30 \cdot 10^{-6} & C2 &:= 15 \cdot 10^{-6} \\
 x &:= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} & D(t, x) &:= \begin{bmatrix} \frac{1}{C1} \cdot \left( \frac{u(t) - x_0 - x_1}{R} \right) \\ \frac{1}{C2} \cdot \left( \frac{u(t) - x_0 - x_1}{R} \right) \end{bmatrix} \\
 Z &:= \text{rkfixed}(x, 0, 1, 10000, D) & n &:= 0..10000 \\
 t_n &:= Z_{n,0} & uc1_n &:= Z_{n,1} & uc2_n &:= Z_{n,2} \\
 u_n &:= \text{if}(t_n \leq 0.0334, 100\sqrt{2} \sin(314t_n + \psi \text{ deg}), 0) \\
 i_n &:= \frac{u_n - uc1_n - uc2_n}{R} \\
 \frac{x_0 \cdot C1 - x_1 \cdot C2}{C1 + C2} &= 0 & \frac{x_1 \cdot C2 - x_0 \cdot C1}{C1 + C2} &= 0
 \end{aligned}$$

**Рис. 3. Программа расчета переходного процесса при включении двух последовательно включенных конденсаторов на синусоидальное напряжение с последующим их отключением от источника и разрядом:**  
 $C1 = 30 \text{ мкФ}$ ,  $C2 = 15 \text{ мкФ}$ ,  $uc1(0) = 0 \text{ В}$ ,  $uc2(0) = 0 \text{ В}$

**Fig. 3. The program for calculating the transient process when two capacitors connected in series are connected to a sinusoidal voltage followed by their disconnection from the voltage source and discharge:**

$$C1 = 30 \mu\text{F}, C2 = 15 \mu\text{F}, uc1(0) = 0 \text{ V}, uc2(0) = 0 \text{ V}$$

Включение и выключение ключей K1 и K2 в программе задается с помощью функции *if* с условием. Если время  $t < 0,0334 \text{ с}$  ( $< 33,4 \text{ мкс}$ ), то включен ключ K1 и питающее напряжение равно 100 В. Если же это условие не соблюдается ( $t \geq 0,0334 \text{ с}$ ), то  $U = 0$ , т.е. ключ K1 разомкнут, а ключ K2 замкнут. На рис. 4 приведены результаты расчета. В установившемся режиме ток в цепи синусоидальный. Его значение в установившемся режиме не зависит от начальных значений напряжений на конденсаторах C1 и C2, а зависит только от параметров питающего напряжения и параметров элементов электрической цепи.



**Рис. 4. Переходный процесс при включении двух последовательно включенных конденсаторов на синусоидальное напряжение с последующим их отключением от источника и разрядом:**

$$C1 = 30 \text{ мкФ}, C2 = 15 \text{ мкФ}, u_{C1}(0) = 0 \text{ В}, u_{C2}(0) = 0 \text{ В}$$

**Fig. 4. Transient process when two capacitors connected in series are connected to a sinusoidal voltage followed by their disconnection from the voltage source and discharge:**

$$C1 = 30 \text{ }\mu\text{F}, C2 = 15 \text{ }\mu\text{F}, u_{C1}(0) = 0 \text{ V}, u_{C2}(0) = 0 \text{ V}$$

Установившиеся напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  также синусоидальные. После разряда (ключ  $K1$  выключен, а ключ  $K2$  включен) напряжения на конденсаторах становятся равными нулю. Для расчета установившегося тока и установившихся напряжений на конденсаторах в этом случае можно использовать комплексный (символический) метод. Свободные составляющие тока и напряжений имеют вид затухающих экспонент. Иной характер носит процесс, если НУ не нулевые, и заряды на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  имеют разные значения. В этом случае в установившемся режиме напряжения на конденсаторах имеют не только синусоидальные составляющие, но и постоянные составляющие в соответствии с (12) и (13). Напряжения на конденсаторах в установившемся режиме оказываются несинусоидальными.

На рис. 5 приведена программа расчета переходного процесса при включении двух последовательно включенных конденсаторов  $C1$  и  $C2$  на синусоидальное напряжение с последующим их отключением от источника напряжения и разрядом при ненулевых НУ:  $u_{C1}(0) = 90 \text{ В}$ ,  $u_{C2}(0) = 0 \text{ В}$ . На рис. 6 приведены результаты расчета.

$$\begin{aligned}
 f &:= 50 & \omega &:= 2\pi \cdot f & \psi &:= 45 & U_m &:= 100\sqrt{2} = 141.421 \\
 u(t) &:= \text{if}(t \leq 0.0334, 100\sqrt{2} \sin(314t + \psi \cdot \text{deg}), 0) \\
 R &:= 100 & C1 &:= 30 \cdot 10^{-6} & C2 &:= 15 \cdot 10^{-6} \\
 x &:= \begin{pmatrix} 90 \\ 0 \end{pmatrix} & D(t, x) &:= \begin{bmatrix} \frac{1}{C1} \cdot \left( \frac{u(t) - x_0 - x_1}{R} \right) \\ \frac{1}{C2} \cdot \left( \frac{u(t) - x_0 - x_1}{R} \right) \end{bmatrix} \\
 Z &:= \text{rkfixed}(x, 0, 1, 10000, D) & n &:= 0..10000 \\
 t_n &:= Z_{n,0} & uc1_n &:= Z_{n,1} & uc2_n &:= Z_{n,2} \\
 u_n &:= \text{if}(t_n \leq 0.0334, 100\sqrt{2} \sin(314t_n + \psi \cdot \text{deg}), 0) \\
 i_n &:= \frac{u_n - uc1_n - uc2_n}{R} \\
 \frac{x_0 \cdot C1 - x_1 \cdot C2}{C1 + C2} &= 60 & \frac{x_1 \cdot C2 - x_0 \cdot C1}{C1 + C2} &= -60
 \end{aligned}$$

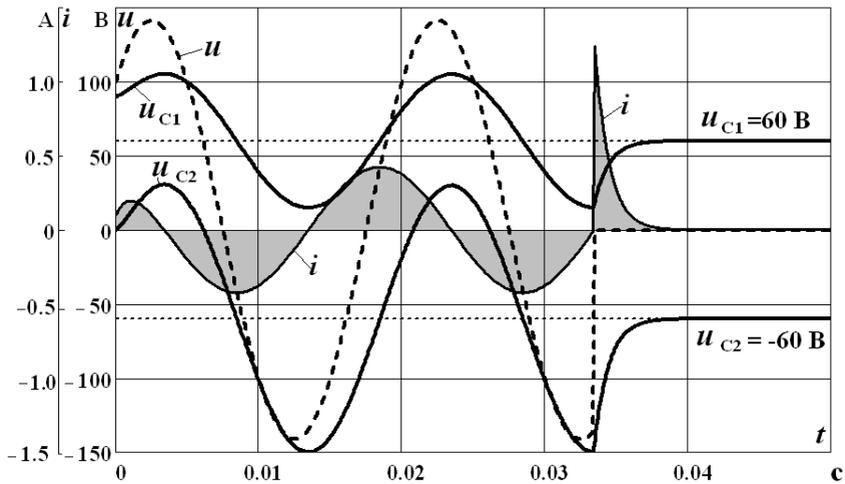
**Рис. 5. Программа расчета переходного процесса при включении двух последовательно включенных конденсаторов на синусоидальное напряжение с последующим их отключением от источника и разрядом:  $C1 = 30 \text{ мкФ}$ ,  $C2 = 15 \text{ мкФ}$ ,  $u_{C1}(0) = 90 \text{ В}$ ,  $u_{C2}(0) = 0 \text{ В}$**

**Fig. 5. The program for calculating the transient process when two capacitors connected in series are connected to a sinusoidal voltage followed by their disconnection from the voltage source and discharge:**

$$C1 = 30 \mu\text{F}, C2 = 15 \mu\text{F}, u_{C1}(0) = 90 \text{ V}, u_{C2}(0) = 0 \text{ V}$$

## V. Обсуждение результатов

Как видно из рис. 6, в установившемся режиме ток  $i$  в цепи по-прежнему синусоидальный. Его значение в установившемся режиме не зависит от начальных значений напряжений на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ , а зависит только от параметров питающего напряжения и параметров элементов электрической цепи.



**Рис. 6. Переходный процесс при включении двух последовательно включенных конденсаторов на синусоидальное напряжение с последующим их отключением от источника и разрядом:**  
 $C1 = 30 \text{ мкФ}$ ,  $C2 = 15 \text{ мкФ}$ ,  $u_{C1}(0) = 90 \text{ В}$ ,  $u_{C2}(0) = 0 \text{ В}$

**Fig. 6. Transient process when two capacitors connected in series are connected to a sinusoidal voltage followed by their disconnection from the voltage source and discharge:**  
 $C1 = 30 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $C2 = 15 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $u_{C1}(0) = 90 \text{ V}$ ,  $u_{C2}(0) = 0 \text{ V}$

Напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ , как видно из рис. 6, кроме принужденных синусоидальных составляющих содержат постоянные принужденные составляющие, которые определяются по формулам:

$$u_{C1,y} = \frac{u_{C1}(0) \cdot C1 - u_{C2}(0) \cdot C2}{C1 + C2} = \frac{(90 \cdot 30 - 0 \cdot 15) \cdot 10^{-6}}{(30 + 15) \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{90 \cdot 30 - 0 \cdot 15}{(30 + 15)} = \frac{2700}{45} = 60 \text{ В.}$$

$$u_{C2,y} = \frac{u_{C2}(0) \cdot C2 - u_{C1}(0) \cdot C1}{C1 + C2} = \frac{(0 \cdot 15 - 90 \cdot 30) \cdot 10^{-6}}{(30 + 15) \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{0 \cdot 15 - 90 \cdot 30}{(30 + 15)} = \frac{-2700}{45} = -60 \text{ В.}$$

Кривые тока и напряжений на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ , рассчитанные по (8), (12) и (13) совпадают с кривыми на рис. 4 и 6, полученными в интегрированном пакете *Mathcad* методом численного интегрирования дифференциальных уравнений. Таким образом, наличие дополнительных постоянных составляющих в напряжениях на конденсаторах делает напряжения на конденсаторах несинусоидальными и увеличивает их действующие значения. При равных значениях  $C1$  и  $C2$  действующие значения напряжений на конденсаторах в установившемся режиме будут не  $0,5U$ , а  $\sqrt{(0,5U)^2 + (0,5U \cdot \sqrt{2})^2} = 0,866U$ , т.е. увеличатся в 1,73 раза по сравнению с ожидаемым значением. Это необходимо учитывать при расчетах и при проектировании установок компенсации реактивной мощности.

Рассмотрим с учетом полученных соотношений для цепей с последовательно включенными конденсаторами, как протекает процесс переключения КУ с максимальной мощности на минимальную мощность. Для анализа переходного процесса используем схему замещения КУ на рис. 7.

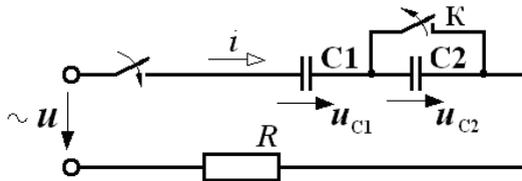


Рис. 7. Схема замещения двухступенчатой КУ

Fig. 7. Equivalent circuit of a two-stage compensating unit

Для перехода с максимальной мощности на минимальную мощность замкнутый ключ  $K$  размыкается и конденсатор  $C2$  расшунтируется. Если в качестве ключа  $K$  используется биполярный тиристорный ключ, то выключение его происходит в момент перехода тока через нуль, т.е. когда напряжение на конденсаторе  $C1$  близко к амплитудному значению. На рис. 8 приведены расчетные кривые для реальных параметров КУ: напряжение питания тяговой сети 25 кВ,  $C1 = 12$  мкФ,  $C2 = 24$  мкФ,  $R = 10$  Ом. В установившемся режиме напряжения на конденсаторах содержат постоянную составляющую, равную в соответствии с (12) и (13):  $u_{C1} = -u_{C2} = 25\sqrt{2} \cdot 12 / (12 + 24) = 11,8$  кВ, увеличивающую напряжения на конденсаторах.

После коммутации в момент времени  $t_0 = 0,045$  с заряженный до максимального значения конденсатор  $C1$  будет разряжаться через конденсатор  $C2$ , заряжая его. Поскольку конденсаторы соединены последовательно, то какой заряд потеряет при разряде конденсатор  $C1$ , в точности такой заряд и получит конденсатор  $C2$ .

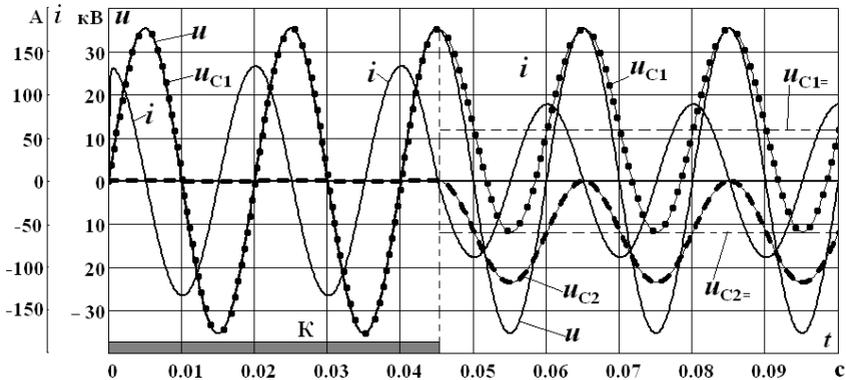


Рис. 8. Расчетные кривые переключения КУ с максимальной мощности на минимальную мощность

Fig. 8. Calculated curves for switching the compensating unit from maximum power to minimum power

Таким образом, в системе из двух последовательно включенных конденсаторов оказывается заряд внутреннего поглощения или заряд абсорбции, который из этой системы не исчезает в течение всего установившегося режима и не отдается во внешнюю цепь. Он лишь переходит от первого конденсатора ко второму, затем наоборот, и так далее в течение всего времени работы. Он формируется в начале переходного процесса за счет того, что заряды на конденсаторах в момент коммутации не равны. И это неравенство остается существовать в течение всего оставшегося времени.

Отметим, что в экспериментальных исследованиях на реальных электроустановках компенсации реактивной мощности указанные постоянные составляющие трудно обнаружить, так как при высоких значениях порядка 25 кВ напряжения на конденсаторах измеряют с помощью трансформаторов напряжения, которые постоянную составляющую не меняют.

## VI. Заключение

В тяговом электроснабжении с целью повышения пропускной способности предложен вариант установки поперечной емкостной компенсации с последовательным включением секций конденсаторов, успешно работающей много лет в тяговой сети, когда при снижении напряжения на электроподвижном составе увеличивается мощность

установки путем шунтирования второй секции. В настоящее время необходимо заменить коммутационную аппаратуру на вакуумных выключателях для переключения секций на тиристорный ключ 10 кВ. В связи с этим, потребовалась необходимость исследовать электромагнитные процессы при работе переключаемой фильтрокомпенсирующей установки.

При расчете переходных процессов в электрических цепях с последовательным включением конденсаторов следует с осторожностью пользоваться классическим методом расчета при включении цепи на переменное напряжение, а также при расшунтировании одного из конденсаторов. В установившемся режиме на конденсаторах может присутствовать постоянная составляющая.

По отношению к оставшейся части схемы два последовательно включенных конденсатора ведут себя как один эквивалентный конденсатор без постоянной составляющей. Поэтому нет и постоянной составляющей в токе. Постоянные составляющие на эквивалентном конденсаторе в сумме дают ноль, но на каждом из конденсаторов они увеличивают напряжение. В этом случае возможны перенапряжения, превышающие предполагаемые значения, в пределе до двойного значения. Их необходимо предвидеть и по возможности их избегать. В качестве меры для устранения постоянной составляющей можно рекомендовать кратковременное шунтирование конденсаторов резисторами. Чтобы получить истинные значения напряжений на конденсаторах, следует пользоваться численным методом решения дифференциальных уравнений или операторным методом.

© Серебряков А.С., 2022

© Герман Л.А., 2022

© Осокин В.Л., 2022

© Дулепов Д.Е., 2022

*Поступила в редакцию 24.02.2022*

*Received 24.02.2022*

### **Библиографический список**

- [1] Стратегия научно-технического развития холдинга «Российские железные дороги» на период до 2020 года и перспективу на 2025 года. «Белая книга». ОАО «РЖД», 2015. – 68 с. [Электронный ресурс]. URL: [http://www.rzd-expro.ru/innovation/BelKniga\\_2015.pdf](http://www.rzd-expro.ru/innovation/BelKniga_2015.pdf) (дата обращения 01.02.2022).
- [2] Правила устройства системы тягового электроснабжения железных дорог Российской Федерации. ЦЭ-462. М.: МПС, 1997. – 78 с.
- [3] Марквардт К.Г. Электроснабжение электрических железных дорог. М.: Транспорт, 1982 – 528 с.
- [4] Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии. М.: ЭНАС, 2009. – 456 с.

- [5] Приказ Министерства Промышленности и энергетики Российской Федерации № 49 от 22 февраля 2007 г «О порядке расчета значений соотношения потребления активной и реактивной мощности для отдельных энергопринимающих устройств (групп энергопринимающих устройств) потребителей электрической энергии, применяемых для определения обязательств сторон в договорах об оказании услуг по передаче электрической энергии (договорах электроснабжения)».
- [6] СТО РЖД 07.022.2-2015. Система тягового электроснабжения железной дороги переменного тока. Методика выбора мест размещения и мощности установок продольной и поперечноомпенсации реактивной мощности.
- [7] Довгун В.П., Егоров Д.Э., Важенина И.Г., Синяговский А.Ф. Регулируемые фильтрокомпенсирующие устройства для систем тягового электроснабжения // Омский научный вестник. 2018. № 5 (161). С. 45-50. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-161-45-50
- [8] Ковалев И.Н. Выбор компенсирующих устройств при проектировании электрических сетей. М.: Энергоатомиздат, 1990. – 200 с.
- [9] Железко Ю.С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
- [10] Правила устройств электроустановок (ПУЭ). М.: Кнорус, 2009. – 488 с.
- [11] Герман Л.А., Серебряков А.С., Максимова А.А. Фильтрокомпенсирующие установки в тяговых сетях переменного тока // Вестник научно-исследовательского института железнодорожного транспорта. 2016. Т. 75. № 1. С. 26-34.
- [12] Герман Л.А., Серебряков А.С., Дулепов Д.Е. Фильтрокомпенсирующие установки в системах тягового электроснабжения железных дорог. Книгинино: НГИЭУ, 2017. – 402с.
- [13] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: В 2-т. Том 1. 3-е изд. Л.: Энергоиздат. Ленинградское отд-ние, 1981. – 536 с.
- [14] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. 12-е изд. М.: Изд-во Юрайт, 2014. – 701 с.
- [15] Кудрявцев Е.М. Mathcad 11: Полное руководство по русской версии. М.: ДМК Пресс, 2005. – 592 с.

## References

- [1] Strategiya nauchno-tekhnicheskogo razvitiya kholdinga «Rossiyskie zheleznye dorogi» na period do 2020 goda i perspektivu na 2025 goda. «Belaya kniga» [The strategy of scientific and technical development of the “Russian Railways” holding for the period up to 2020 and the prospect for 2025. “White paper”]. Russian Railways, 2015 (in Russian).
- [2] *Pravila ustroystva sistemy tyagovogo elektrosnabzheniya zheleznykh dorog Rossiyskoy federatsii. CE-462 [Rules for the construction of a traction power supply system for railways of the Russian Federation]*. Moscow: MPS, 1997 (in Russian).
- [3] K.G. Markvardt, *Elektrosnabzhenie elektricheskikh zheleznykh dorog [Power supply of electric railways]*. Moscow: Transport, 1982 (in Russian).

- [4] Yu.S. Zhelezko, *Poteri elektroenergii. Reaktivnaya moshchnost'. Kachestvo elektroenergii [Loss of electricity. Reactive power. Power quality]*. Moscow: ENAS, 2009 (in Russian).
- [5] Order of the Ministry of Industry and Energy of the Russian Federation No. 49 dated February 22, 2007 “O poryadke rascheta znacheniy sootnosheniya potebleniya aktivnoy i reaktivnoy moshchnosti dlya otdel'nykh energoprinyimayushchikh ustroystv (grupp energoprinyimayushchikh ustroystv) potebiteley elektrocheskoy energii, primenyaemykh dlya opredeleniya obyazatel'stv storon v dogovorakh ob okazanii uslug po peredache elektricheskoy energii (dogovorakh elektrosnabzheniya) [On the procedure for calculating the values of the ratio of consumption of active and reactive power for individual power receivers (groups of power receivers) of consumers of electric energy used to determine the obligations of the parties in contracts for the provision of services for the transmission of electrical energy (power supply contracts)]” (in Russian).
- [6] STO RZD 07.022.2-2015. Sistema tyagovogo elektrosnabzheniya zheleznoy dorogi peremennogo toka. Metodika vybora mest razmeshcheniya i moshchnosti ustanovki prodol'noy i poperechnoompensatsii reaktivnoy moshchnosti [AC railway traction power supply system. Methodology for selecting locations and capacity of the installation of longitudinal and transverse reactive power compensation] (in Russian).
- [7] V.P. Dovgun, D.E. Egorov, I.G. Vazhenina and A.F. Sinyagovskiy, “Adjustable harmonic filters for traction supply systems”, *Omsk Scientific Bulletin*, no. 5 (161), pp. 45-50, 2018. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-161-45-50
- [8] I.N. Kovalev, *Vybor kompensiruyushchikh ustroystv pri proektirovanii elektricheskikh setey [The choice of compensating devices in the design of electrical networks]*. Moscow: Energoatomizdat, 1990 (in Russian).
- [9] Yu.S. Zhelezko, *Kompensatsiya reaktivnoy moshchnosti i povyshenie kachestva elektroenergii [Reactive power compensation and power quality improvement]*. Moscow: Energoatomizdat., 1985 (in Russian).
- [10] *Pravila ustroystv elektroustanovok (PUE) [Rules for electrical installations (PUE)]*. Moscow: Knorus, 2009 (in Russian).
- [11] L.A. German, A.S. Serebryakov and A.A. Maksimova, “Filter compensating installations in AC traction networks”, *VNIIZHT Scientific Journal*, vol. 75, no. 1, pp. 26-34, 2016.
- [12] L.A. German, A.S. Serebryakov and D.E. Dulepov, *Fil'trokompensiruyushchie ustanovki v sistemakh tyagovogo elektrosnabzheniya zheleznykh dorog [Filter compensating installations in traction power supply systems of railways]*. Knyaginino: NGIEU, 2017 (in Russian).
- [13] L.R. Neyman and K.S. Demirchyan, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki [Theoretical foundations of electrical engineering]*. Vol. 1. 3rd ed. Leningrad: Energoizdat. Leningrad branch, 1981 (in Russian).
- [14] L.A. Bessonov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie tsepi [Theoretical foundations of electrical engineering. Electrical circuits]*. 12th ed. Moscow: Yurayt, 2014 (in Russian).
- [15] E.M. Kudryavtsev, *Mathcad 11: Polnoe rukovodstvo po russkots versii [Mathcad 11: The complete guide to the Russian version]*. Moscow: DMK Press, 2005 (in Russian).

**ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ**  
**INFORMATION ABOUT THE AUTHORS**

**Серебряков Александр Сергеевич**, доктор технических наук, профессор Нижегородского государственного инженерно-экономического университета, г. Княгинино, Нижегородская область, Российская Федерация

**Aleksandr S. Serebryakov**, D. Sci. (Eng.), professor of the Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics, Knyaginino, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation

**Герман Леонид Абрамович**, доктор технических наук, профессор филиала Самарского государственного университета путей сообщения в Н. Новгороде, г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**Leonid A. German**, D. Sci. (Eng.), professor of the Branch of the Samara State University of Railway Transport in N. Novgorod, Nizhny Novgorod, Russian Federation

**Осокин Владимир Леонидович**, кандидат технических наук, доцент Нижегородского государственного инженерно-экономического университета, г. Княгинино, Нижегородская область, Российская Федерация

**Vladimir L. Osokin**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor of the Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics, Knyaginino, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation

**Дулупов Дмитрий Евгеньевич**, кандидат технических наук, заведующий кафедрой Нижегородского государственного инженерно-экономического университета, г. Княгинино, Нижегородская область, Российская Федерация

**Dmitriy E. Dulepov**, Cand. Sci. (Eng.), head of department of the Nizhny Novgorod State Technical University of Engineering and Economics, Knyaginino, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation

УДК 621.3.011.713

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_99

## **АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ**

**А.С. Корнев**

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет  
Санкт-Петербург, Россия  
ORCID: 0000-0001-6055-3350 e-mail: alex\_kornev46@mail.ru

**С.И. Вольский**

Московский авиационный институт  
Москва, Россия  
ORCID: 0000-0002-4175-869X e-mail: volsky-s@yandex.ru

**И.П. Викулов**

Петербургский государственный университет путей сообщения  
Императора Александра I  
Санкт-Петербург, Россия  
ORCID: 0000-0002-1859-6530 e-mail: i\_vikulov@mail.ru

**Н.В. Кузнецов**

Институт проблем машиноведения РАН  
Санкт-Петербург, Россия  
ORCID: 0000-0002-6474-9657 e-mail: nkuznetsov239@gmail.com

**Д.А. Сорокин**

ООО «Трансконвертер»  
Москва, Россия  
ORCID: 0000-0003-3443-2779 e-mail: sorokin@transconverter.ru

Предложен новый алгоритм расчета переходных процессов методом переменных состояния в линейных электрических цепях, содержащих источники питания переменного (гармонического) тока и активно-реактивные элементы, которые имеют широкое распространение в электротехнических устройствах. Рассматриваемый метод основан на описании состояния электрической цепи системой дифференциальных уравнений первого порядка в нормальной форме Коши, разрешенной относительно производных искомым переменных, которые получили название переменными состояния. Особенность предложенного алгоритма заключается в том, что он распространен на решение дифференциальных уравнений электрических цепей с комплексными корнями. Выведены аналитические выражения переходных характе-

ристик напряжений и токов в рассматриваемых электрических цепях, которые представлены тригонометрическими функциями различных угловых частот. Предложенный алгоритм расчета переходных процессов методом переменных состояния позволяет, используя матричный вычислительный аппарат, получать оригиналы переходных характеристик токов и напряжений, минуя сложные алгебраические преобразования. Произведен сравнительный анализ переходных характеристик, полученных посредством предложенного алгоритма расчета, и с использованием компьютерного моделирования в интерактивной среде *Simulink* пакета *MATLAB*. При этом из состава библиотеки *Simulink* использован встроенный блок *State-Space*, предназначенный для создания динамической математической модели электрической схемы в переменных состояния. Проведенный анализ показал высокое совпадение результатов произведенных сопоставительных расчетов, как по амплитудным значениям кривых, так и по длительности переходных процессов.

Представленный материал может быть полезен специалистам различных областей электротехники, которые занимаются исследованиями и расчетами переходных процессов в электрических цепях электротехнических устройств переменного тока. Разработанный алгоритм позволяет специалистам облегчить нахождение аналитических решений переходных процессов в электрических схемах, имеющих в напряжениях и токах тригонометрические функции различных угловых частот. Подобранный подход отсутствует в литературе по теоретическим основам электротехники.

**Ключевые слова:** комплексные числа, матричные уравнения, метод переменных состояния, переходные характеристики, электрические цепи переменного тока.

**Для цитирования:** Корнев, А.С. Алгоритм расчета переходных процессов электрических цепей методом переменных состояния / П.С. Корнев, С.И. Вольский, И.П. Викулов, Н.В. Кузнецов, Д.А. Сорокин // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 99-115. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_99

## ALGORITHM FOR CALCULATING TRANSIENTS IN ELECTRICAL CIRCUITS BY THE STATE-VARIABLE METHOD

**A.S. Kornev**

St. Petersburg State Marine Technical University  
Saint Petersburg, Russia

ORCID: 0000-0001-6055-3350 e-mail: alex\_kornev46@mail.ru

**S.I. Volskiy**

Moscow Aviation Institute (National Research University)  
Moscow, Russia

ORCID: 0000-0002-4175-869X e-mail: volskiy-s@yandex.ru

**I.P. Vikulov**

Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University

Saint Petersburg, Russia

ORCID: 0000-0002-1859-6530 e-mail: i\_vikulov@mail.ru

**N.V. Kuznetsov**

Institute for Problems in Mechanical Engineering of the Russian Academy of Sciences

Saint Petersburg, Russia

ORCID: 0000-0002-6474-9657 e-mail: nkuznetsov239@gmail.com

**D.A. Sorokin**

LLC «Transconverter»

Moscow, Russia

ORCID: 0000-0003-3443-2779 e-mail: sorokin@transconverter.ru

**Abstract.** A new algorithm for calculating transients by the state-variable method in linear electrical circuits containing alternating (harmonic) current power sources and active-reactive elements, which are widely used in electrical devices, is proposed. The concerned method is based on the description of an electrical circuit state by a first-order differential equation system in the Cauchy normal form solved for derivatives of desired variables, which are called state variables. The special feature of the proposed algorithm is that it is extended to solving differential equations of electric circuits with complex roots. Analytical expressions of transient characteristics of voltages and currents in the considered electrical circuits are deduced, which are represented by trigonometric functions of various angular rates. The proposed algorithm of transient analysis by a state variable method allows, using a matrix computing equipment, to obtain the originals of the currents and voltages transient characteristics, omitting complex algebraic transformations. A comparative analysis of the transient characteristics obtained by the proposed calculation algorithm and using computer modeling in the interactive environment Simulink package MATLAB. Upon that, a built-in State-Space block is used from the Simulink library which is meant for the developing of a dynamic mathematical model of the electrical circuit in the state variables. The analysis showed a high coincidence of the results of the comparative calculations, both in terms of the peak values of the curves and the duration of transients.

The presented material can be useful to specialists in various fields of electrical engineering who research and calculate the transients in electrical circuits of electrical devices of alternating current. The developed algorithm allows specialists to facilitate the finding of analytical solutions for transients in electrical circuits that have trigonometric functions of various angular frequencies in voltages and currents. This approach is not found in the literature on the theoretical foundations of electrical engineering.

**Keywords:** AC electrical circuits, complex roots, matrix equations, state-variable method, transient characteristics.

**For citation:** A.S. Kornev, S.I. Volskiy, I.P. Vikulov, N.V. Kuznetsov and D.A. Sorokin, "Algorithm for calculating transients in electrical circuits by the state-variable method", *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 99-115, 2022.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_99

## I. Введение

В последнее время исследования переходных процессов в электротехнических устройствах с использованием средств имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) получили широкое распространение, как в научных исследованиях, так и в инженерных разработках за счет роста вычислительных мощностей компьютерных систем и постоянного совершенствования программного обеспечения для решения практических и теоретических задач. При разработке ИКМ применяются пакеты прикладных программ, в состав которых входят библиотеки с набором стандартизованных моделей электротехнических элементов, энергетических преобразователей, электрических машин, систем измерения и управления. Применение готовых стандартизованных моделей существенно снижает время создания и отладки ИКМ электротехнических устройств. Зачастую доступ к полученным дифференциальным уравнениям разработанной ИКМ крайне ограничен или полностью недоступен, вследствие чего отсутствует возможность выполнять исследования переходных процессов с использованием аналитических зависимостей. Поэтому возникает необходимость в разработке математических моделей электротехнических устройств, реализующих алгоритмы нахождения аналитического решения дифференциальных уравнений.

Одним из распространенных методов построения математической модели электротехнического устройства, формирующих аналитическое решение дифференциального уравнения, является метод переменных состояния. Данный метод основан на описании состояния электрической цепи системой дифференциальных уравнений первого порядка в нормальной форме Коши, разрешенной относительно производных искоемых переменных, которые получили название переменными состояния. При этом для линейной электрической цепи основой формирования системы служат линейные уравнения, составленные по законам Кирхгофа.

Метод переменных состояния широко применяется в качестве аналитического решения с использованием матричного вычислительного аппарата при расчетах переходных процессов в электрических цепях электротехнических устройств, включающих в себя источники электрической энергии, а также активные и реактивные элементы. Анализ [1-9] показывает, что в большинстве случаев методом переменных состояния рассматриваются примеры расчета переходных процессов в электрических цепях с постоян-

ными источниками ЭДС и токов. При этом параметры реактивных и активных элементов как правило подобраны таким образом, чтобы корни соответствующих дифференциальных уравнений были вещественными. Соответственно нахождение аналитических решений переходных процессов подобных электрических цепей посредством метода переменных состояния особых затруднений не вызывает.

Если электрическая цепь содержит источник переменного напряжения или тока с активно-реактивными элементами и соответствующие ей дифференциальные уравнения имеют комплексные корни, аналитическое решение методом переменных состояния существенно усложняется в вычислительном аспекте из-за появления в составе переходных характеристик напряжений и токов тригонометрических функций различных угловых частот [10, 11]. Поскольку такие электрические цепи электротехнических устройств имеют широкое распространение, возникает задача по модернизации известных алгоритмов расчета соответствующих переходных процессов для упрощения поиска искомого переменных посредством метода переменных состояния.

С этой целью предложен новый алгоритм расчета переходных процессов методом переменных состояния в электрических цепях переменного тока с активно-реактивными элементами, в которых дифференциальные уравнения имеют комплексные корни. В данной статье рассмотрен пример реализации предложенного алгоритма.

## II. Пример расчета переходных процессов

В качестве примера (рис. 1) выбрана топология электрической цепи, которую часто применяют для формирования выходных напряжений требуемых форм, длительностей и амплитуд с целью оценки устойчивости электронных устройств [11, 12].

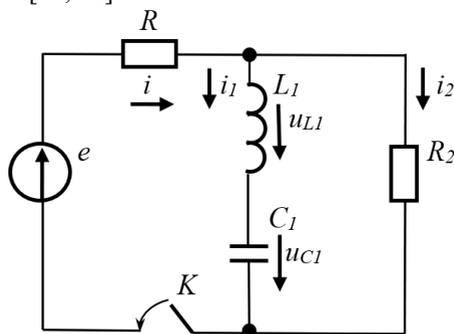


Рис. 1. Пример электрической схемы

Fig. 1. Example of an electrical circuit

Для данной электрической схемы выбраны параметры элементов, приводящие в совокупности к комплексным корням:

$$R = 110 \text{ Ом}; L_1 = 0,1 \text{ Гн}; C_1 = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; R_2 = 1100 \text{ Ом}.$$

Приняты нулевые начальные условия и выбран источник ЭДС гармонического тока  $e = E_m \cdot \sin \omega t$ , где  $E_m = 220 \text{ В}$ ,  $\omega = 2\pi f = 2513 \text{ с}^{-1}$  и  $f = 400 \text{ Гц}$ .

Предложенный алгоритм расчета переходных процессов методом переменных состояния реализуется следующим образом.

Вначале составляется система уравнений состояния электрической цепи согласно законам Кирхгофа после замыкания ключа К:

$$\begin{cases} Ri + u_{C1} + u_{L1} = e; & (1) \\ u_{C1} + u_{L1} - R_2 i_2 = 0; & (2) \\ -i + i_1 + i_2 = 0. & (3) \end{cases}$$

Из (1)–(3) определяются производные  $\frac{di_1}{dt}$  и  $\frac{du_{C1}}{dt}$ .

С этой целью из (1) и (2) находятся токи:

$$i = -\frac{1}{R} u_{C1} - \frac{1}{R} u_{L1} + \frac{1}{R} e; \quad (4)$$

$$i_2 = \frac{1}{R_2} u_{C1} + \frac{1}{R_2} u_{L1}. \quad (5)$$

Подставив (4) и (5) в (3), определяется производная  $\frac{di_1}{dt}$ :

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{1}{L_1} u_{C1} - \frac{R \cdot R_2}{(R + R_2)L_1} i_1 + \frac{R_2}{(R + R_2)L_1} e; \quad (6)$$

После определяется производная  $\frac{du_{C1}}{dt}$ :

$$\frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_1. \quad (7)$$

С учетом (6) и (7) определяется в матричной форме система уравнений переменных состояния:

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ u_{c1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R \cdot R_2}{(R + R_2)L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_{c1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{R_2}{(R + R_2)L_1} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (e), \quad (8)$$

или:

$$x = Ax + Bu, \quad (9)$$

где  $A = \begin{pmatrix} -\frac{R \cdot R_2}{(R + R_2)L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1000 & -10 \\ 1 \cdot 10^7 & 0 \end{pmatrix}$  – матрица коэффициентов (параметров электрической цепи);

$x = \begin{pmatrix} i_1 \\ u_{c1} \end{pmatrix}$  – матрица выходных (искомых) переменных состояния;

$B = \begin{pmatrix} \frac{R_2}{(R + R_2)L_1} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 9,09 \\ 0 \end{pmatrix}$  – связная матрица между входом электрической цепи и переменными состоянием;  $u = (e)$  – матрица свободных параметров (входных воздействий).

Затем находятся выходные переменные напряжения  $u_{L1}$  и тока  $i$ .

Из (3) очевидно, что  $i = i_1 + i_2$ , и после подстановки в (1) определяется напряжение  $u_{L1}$ :

$$u_{L1} = -\frac{R \cdot R_2}{R + R_2} i_1 - u_{c1} + \frac{R_2}{R + R_2} e. \quad (10)$$

С учетом (10) находится ток  $i$ :

$$i = \frac{R_2}{R + R_2} i_1 + \frac{1}{R + R_2} e. \quad (11)$$

После подстановки (10) и (11) в (8) получается система уравнений определяемых выходных переменных в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} u_{L1} \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R \cdot R_2}{R + R_2} & -1 \\ \frac{R_2}{R + R_2} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_{C1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{R_2}{R + R_2} \\ \frac{1}{R + R_2} \end{pmatrix} \cdot (e), \quad (12)$$

или:

$$y = Cx + Du,$$

где  $C = \begin{pmatrix} -\frac{R \cdot R_2}{R + R_2} & -1 \\ \frac{R_2}{R + R_2} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -100 & -1 \\ 0,91 & 0 \end{pmatrix}$  – матрица связи переменных состоя-

ния с выходом электрической цепи;  $D = \begin{pmatrix} \frac{R_2}{R + R_2} \\ \frac{1}{R + R_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,91 \\ 0,00083 \end{pmatrix}$  – матрица

связи входа и выхода электрической цепи.

С учетом того, что параметр  $e$  (ЭДС) зависит от времени, то решение (9) принимает следующий вид:

$$x = e^{At} x(0) + e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau, \quad (13)$$

где  $e^{At} = \alpha_0 I + \alpha_1 A$  – матричная экспоненциальная функция, коэффициенты  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  которой находят из уравнения:

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & p_1 \\ 1 & p_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} e^{p_1 t} \\ e^{p_2 t} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где  $1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$  – единичная матрица;  $p_1$  и  $p_2$  – коэффициенты матрицы  $A$  (корни системы уравнения переменных состояния).

Тогда:

$$\Delta(p) = \det \left\{ \begin{pmatrix} p+1000 & 10 \\ -1 \cdot 10^7 & p \end{pmatrix} \right\} = 0.$$

Следовательно:

$$\Delta = \begin{vmatrix} p+1000 & 10 \\ -1 \cdot 10^7 & p \end{vmatrix} = 0 \Rightarrow p^2 + 1000p + 1 \cdot 10^8 = 0.$$

В результате получают корни системы уравнения переменных состояния:

$$p_1 = -500 + j9987; \quad (15)$$

$$p_2 = -500 - j9987. \quad (16)$$

Из (14) определяется матрица  $\begin{pmatrix} 1 & p_1 \\ 1 & p_2 \end{pmatrix}^{-1}$ , которая является обратной:

$$A^{-1} = \frac{1}{|A|} \cdot A^T,$$

где  $A^T$  – транспонированная матрица алгебраических дополнений соответствующих элементов матрицы  $A$ ;  $|A|$  – определитель матрицы  $A$ .

В результате получается:

$$A^{-1} = \frac{1}{p_2 - p_1} \cdot \begin{pmatrix} p_2 & 1 \\ p_1 & 1 \end{pmatrix} = \frac{1}{p_2 - p_1} \cdot \begin{pmatrix} p_2 & -p_1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix},$$

где  $\begin{pmatrix} p_2 & 1 \\ p_1 & 1 \end{pmatrix}$  – матрица миноров соответствующих элементов;  $\begin{pmatrix} p_2 & -1 \\ -p_1 & 1 \end{pmatrix}$  – матрица алгебраических дополнений соответствующих элементов;  $\begin{pmatrix} p_2 & -p_1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$  – транспонированная матрица алгебраических дополнений соответствующих элементов.

Следовательно:

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{p_2 - p_1} \cdot \begin{pmatrix} p_2 & -p_1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{p_1 t} \\ e^{p_2 t} \end{pmatrix}, \quad (17)$$

Подставляя в (17) полученные корни (15) и (16) системы уравнения переменных состояния, определяются коэффициенты (14) матричной экспоненциальной функции:

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (0,5 - j0,025)e^{p_1 t} + (0,5 + j0,025)e^{p_2 t} \\ -j5 \cdot 10^{-5} e^{p_1 t} + j5 \cdot 10^{-5} e^{p_2 t} \end{pmatrix}.$$

Затем записывается переходная матрица состояний:

$$e^{At} = \begin{pmatrix} (0,5 + j0,025)e^{p_1 t} + & j5 \cdot 10^{-5} e^{p_1 t} - j5 \cdot 10^{-5} e^{p_2 t} \\ +(0,5 - j0,025)e^{p_2 t} & \\ -j500e^{p_1 t} + j500e^{p_2 t} & (0,5 - j0,025)e^{p_1 t} + (0,5 + j0,025)e^{p_2 t} \end{pmatrix}.$$

Поскольку для рассматриваемой электрической схемы (рис. 1) начальные условия соответствуют  $e^{At} \cdot x(0) = 0$ , то (13) будет иметь вид:

$$x = e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau, \quad (18)$$

где  $Bu(\tau) = \begin{pmatrix} 9,1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (220 \sin \omega \tau) = \begin{pmatrix} 2000 \sin \omega \tau \\ 0 \end{pmatrix}.$

Приступая к вычислению интеграла, можно записать:

$$\begin{aligned} & \int_0^t \begin{pmatrix} (0,5 + j0,025)e^{-p_1 \tau} + & j5 \cdot 10^{-5} e^{-p_1 \tau} - j5 \cdot 10^{-5} e^{-p_2 \tau} \\ +(0,5 - j0,025)e^{-p_2 \tau} & \\ -j500e^{-p_1 \tau} + j500e^{-p_2 \tau} & (0,5 - j0,025)e^{-p_1 \tau} + \\ & +(0,5 + j0,025)e^{-p_2 \tau} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 2000 \sin \omega \tau \\ 0 \end{pmatrix} d\tau = \\ & = \begin{pmatrix} (1000 + j50) \int_0^t e^{-p_1 \tau} \sin \omega \tau d\tau + (1000 - j50) \int_0^t e^{-p_2 \tau} \sin \omega \tau d\tau \\ -j1 \cdot 10^6 \int_0^t e^{-p_1 \tau} \sin \omega \tau d\tau + j1 \cdot 10^6 \int_0^t e^{-p_2 \tau} \sin \omega \tau d\tau \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Представленные интегралы соответствуют табличному интегралу от показательной функции:

$$\int e^{pt} \sin \omega t dt = \frac{1}{p^2 + \omega^2} e^{pt} (p \sin \omega t - \omega \cos \omega t). \quad (19)$$

Следует отметить, что получить правую часть равенства (19) довольно просто, если проинтегрировать выражение  $\int e^{pt} \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} dt$ .

В результате интегрирования с последующей расстановкой пределов, получают:

$$\begin{aligned} & \left( \begin{aligned} & (-1,1 \cdot 10^5 + j6,1 \cdot 10^{-7}) e^{-p_1 t} (-p_1 \sin \omega t - \omega \cos \omega t) + \\ & + (-1,1 \cdot 10^{-5} - j6,1 \cdot 10^{-7}) e^{-p_2 t} (-p_2 \sin \omega t - \omega \cos \omega t) \\ & (0,0011 + j0,011) e^{-p_1 t} (-p_1 \sin \omega t - \omega \cos \omega t) + \\ & + (0,0011 - j0,011) e^{-p_2 t} (-p_2 \sin \omega t - \omega \cos \omega t) \end{aligned} \right) \Rightarrow \\ \Rightarrow & \left( \begin{aligned} & (0,00073 + j0,11) (\sin \omega t \cdot e^{-p_1 t} + \sin \omega t \cdot e^{-p_2 t}) + \\ & + (0,027 - j0,0015) (\cos \omega t \cdot e^{-p_1 t} + \cos \omega t \cdot e^{-p_2 t}) - 0,054 \\ & (107 + j6,1) (\sin \omega t \cdot e^{-p_1 t} + \sin \omega t \cdot e^{-p_2 t}) + \\ & + (-2,9 - j27) (\cos \omega t \cdot e^{-p_1 t} + \cos \omega t \cdot e^{-p_2 t}) - 5,7 \end{aligned} \right). \end{aligned}$$

После перемножения согласованных матриц, содержащих комплексные числа и тригонометрические функции, определяют (18):

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ u_{C1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,0014 \sin 2513t + 0,054 \cos 2513t - \\ -0,003 \sin 9987te^{-500t} - 0,054 \cos 9987te^{-500t} \\ 213 \sin 2513t - 5,7 \cos 2513t - \\ -53 \sin 9987te^{-500t} + 5,71 \cos 9987te^{-500t} \end{pmatrix}.$$

В результате получают искоемые переменные:

$$i_1(t) = 0,0014 \sin 2513t + 0,054 \cos 2513t - 0,003 \sin 9987te^{-500t} - 0,054 \cos 9987te^{-500t}; \quad (20)$$

$$u_{C1}(t) = 213 \sin 2513t - 5,7 \cos 2513t - 53 \sin 9987te^{-500t} + 5,71 \cos 9987te^{-500t}. \quad (21)$$

Затем находятся выходные переменные (12):

$$\begin{pmatrix} u_{L1} \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -13 \sin 2513t + 0,36 \cos 2513t + \\ +54 \sin 9987te^{-500t} - 0,35 \cos 9987te^{-500t} \\ 0,18 \sin 2513t + 0,049 \cos 2513t - \\ -0,0027 \sin 9987te^{-500t} - 0,049 \cos 9987te^{-500t} \end{pmatrix}.$$

В результате получается:

$$u_{L1}(t) = -13 \sin 2513t + 0,36 \cos 2513t + 54 \sin 9987te^{-500t} - 0,35 \cos 9987te^{-500t}; \quad (22)$$

$$i(t) = 0,18 \sin 2513t + 0,049 \cos 2513t - 0,0027 \sin 9987te^{-500t} - 0,049 \cos 9987te^{-500t}. \quad (23)$$

Из (3) с учетом (20) и (23) находится ток  $i_2(t)$ :

$$\begin{aligned} i_2(t) &= i(t) - i_1(t) \Rightarrow \\ \Rightarrow i_2(t) &= 0,18 \sin 2513t - 0,0048 \cos 2513t + 0,00027 \sin 9987te^{-500t} + \\ &+ 0,0049 \cos 9987te^{-500t}. \end{aligned} \quad (24)$$

Затем с помощью (20) и (24) определяется падение напряжения на резисторах  $R$  и  $R_2$ :

$$u_R(t) = 20 \sin 2513t + 5,4 \cos 2513t - 0,3 \sin 9987te^{-500t} - 5,4 \cos 9987te^{-500t}; \quad (25)$$

$$u_{R2}(t) = 200 \sin 2513t - 5,3 \cos 2513t + 0,3 \sin 9987te^{-500t} + 5,4 \cos 9987te^{-500t}. \quad (26)$$

Таким образом, посредством предложенного алгоритма расчета переходных процессов методом переменных состояния выведены (20)–(26), которые являются аналитическим решением составленной математической модели (1)–(3) электрической схемы, приведенной на рис. 1. Полученные выражения позволяют выполнять аналитические исследования переходных процессов в рассматриваемой электрической схеме.

### III. Проверка результатов, полученных посредством предложенного алгоритма расчета переходных процессов

Известно, что современным универсальным средством проверки полученных результатов является компьютерное моделирование. Для моделирования сложных технических систем различных областей наук используется специальная интерактивная компьютерная среда *Simulink* пакета *MATLAB* [13–15]. Рассчитаны переходные характеристики токов и напряжений рассматриваемой электрической цепи, используя полученные выражения (20)–(26) и блок *State-Space*, предназначенный для создания динамической математической модели переменных состояния. На рис. 2 и 3 представлены результаты расчета переходных характеристик токов и напряжений рассматриваемой электрической цепи, используя выражения (20), (23), (24) и (21) – для тока, (22), (25), (26) – для напряжения.

Сопоставительный анализ представленных переходных характеристик токов и напряжений с результатами, полученными посредством *Simulink*, показывает, что имеет место совпадение кривых на всем протяжении переходного процесса.

Таким образом, проведенное компьютерное моделирование в интерактивной среде *Simulink* подтвердило правильность полученных выражений искомым переменных рассматриваемой электрической схемы.

### IV. Заключение

Математические модели электрических цепей, разработанные с использованием метода переменных состояния, позволяют выявлять и аналитически сопоставлять качественные и количественные зависимости переходных процессов в электрических цепях переменного тока. Предложенный алгоритм расчета переходных процессов методом переменных состояния в линейных электрических цепях, содержащих источники напряжения питания переменного (гармоническое) тока и комплексные корни дифференциальных уравнений, позволяет, используя матричный вычислительный аппарат, получать оригиналы переходных характеристик токов и напряжений, минуя сложные алгебраические преобразования.

В результате применения предложенного алгоритма расчета переходных процессов методом переменных состояния получены аналитические выражения искомым переменных рассматриваемой электрической цепи, правильность которых подтверждает компьютерное моделирование в интерактивной среде *Simulink* пакета *MATLAB*.

Представленный в статье материал представляет интерес для специалистов, которые занимаются исследованиями и расчетами переходных процессов в электрических цепях электротехнических устройств переменного тока.

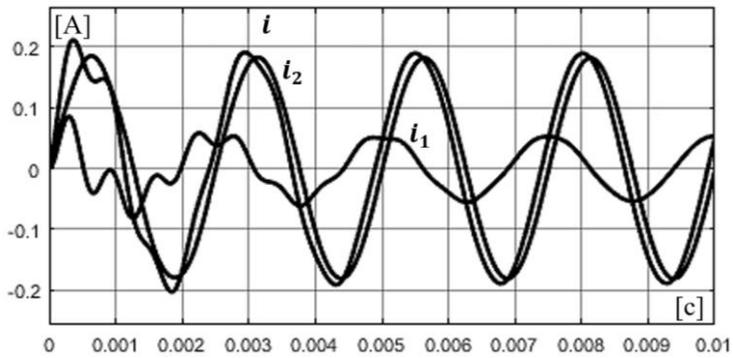


Рис. 2. Переходные характеристики токов

Fig. 2. Transient characteristics of currents

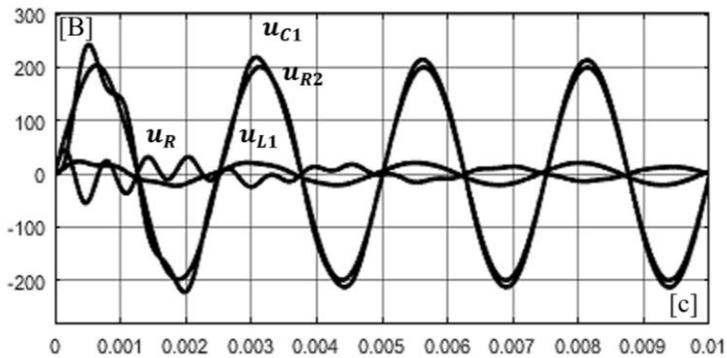


Рис. 3. Переходные характеристики напряжений

Fig. 3. Transient voltage characteristics

© Корнев А.С., 2022  
© Вольский С.И., 2022  
© Викулов И.П., 2022  
© Кузнецов Н.В., 2022  
© Сорокин Д.А., 2022

Поступила в редакцию 28.01.2022

Received 28.01.2022

**Библиографический список**

- [1] Бессонов Л.А., Бессонов В.Л. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Юрайт, 2019. – 701 с.
- [2] Нейман Л.Р., Демирчян К.С., Коровкин Н.В. Теоретические основы электротехники. Т.1. С.-Пб.: Питер, 2003. – 463 с.
- [3] Пустынников С.В., Сипайлов А.Г., Шандарова Е.Б. Теоретические основы электротехники. Томск: Изд-во ТПУ, 2014. – 92 с.
- [4] Ким К.К., Корнев А.С., Иващенко В.О. Руководство к решению задач по основам теории линейных и нелинейных электрических цепей. С.-Пб.: Изд-во ПГУПС, 2013. – 94 с.
- [5] Бессонов Л.А., Миленина С.А., Расовская С.Э., Демидова И.Г., Заруди М.Е., Каменская В.П. Теоретические основы электротехники. Сборник задач. М.: Юрайт, 2019. – 527 с.
- [6] Потапов Л.А. Теоретические основы электротехники. С.-Пб.: Лань, 2016. – 374 с.
- [7] Ковалев В.З., Щербаков А.Г. Теоретические основы электротехники. Ханты-Мансийск: Югорский государственный университет, 2017. – 304 с.
- [8] Потапов Л.А. Теоретические основы электротехники. Сборник задач. М.: Юрайт, 2021. – 245 с.
- [9] Денисова А.В. Применение операторного метода и метода переменных состояния для расчета переходных процессов: Методические указания. С.-Пб.: НИУ ИТМО, 2012. – 105 с.
- [10] Сеньков А.П., Викулов И.П., Дмитриев Б.Ф., Москалев А.Н., Корнев А.С. Переходные процессы в линейных цепях с сосредоточенными параметрами (переменный ток). Руководство к решению задач по основам теории линейных электрических цепей. С.-Пб.: СПбГМТУ, 2018 – 127 с.
- [11] Skorokhod Y., Philin D., Volskiy S. Analysis of high-voltage converters with serial connection units and with input current correction // Proc. 21st Int. scient. conf. on Electric Power Engineering (EPE), Oct. 19-21, 2020, Prague, Czech Republic. Pp. 1-5. DOI: 10.1109/EPE51172.2020.9269238
- [12] Sorokin D.A., Volskiy S.I., Skorokhod Y.Y. Three-phase power factor corrector with direct power control and power supply of the unbalanced industrial network // E3S Web of Conferences. International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019). 2019. Vol. 124. DOI: 10.1051/e3sconf/201912405017
- [13] Дементьев Ю.Н., Терехин В.Б. Компьютерное моделирование систем электропривода постоянного и переменного тока в Simulink. М.: Юрайт, 2022. – 306 с.
- [14] Дьяконов В.П. Matlab и Simulink для радиоинженеров. Саратов: Профобразование, 2019. – 976 с.
- [15] Дементьев Ю.Н., Терехин В.Б., Однокопытов И.Б., Рулевский В.М. Компьютерное моделирование электромеханических систем постоянного и переменного тока в среде Matlab Simulink. Томск: ТПУ, 2018. – 497 с.

## References

- [1] L.A. Bessonov and V.L. Bessonov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi [Theoretical foundations of electrical engineering. Electric circuits]*. Moscow: Yurayt, 2019 (in Russian).
- [2] L.R. Neiman, K.S. Demirchyan and N.V. Korovkin, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki [Theoretical foundations of electrical engineering]*. Vol. 1. St. Petersburg: Peter, 2003 (in Russian).
- [3] S.V. Pustynnikov, A.G. Sipailov and E.B. Shandarova, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki [Theoretical foundations of electrical engineering]*. Tomsk: TPU Publishing House, 2014 (in Russian).
- [4] K.K. Kim, A.S. Kornev and V.O. Ivashchenko, *Rukovodstvo k resheniyu zadach po osnovam teorii linejnyh i nelinejnyh elektricheskikh cepej [A guide to solving problems on the basics of the theory of linear and nonlinear electrical circuits]*. St. Petersburg: PGUPS Publishing House, 2013 (in Russian).
- [5] L.A. Bessonov, S.A. Milenina, S.E. Krasovskaya, I.G. Demidova, M.E. Zarudi and V.P. Kamenskaya, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Sbornik zadach [Theoretical foundations of electrical engineering. Collection of problems]*. Moscow: Yurayt, 2019 (in Russian).
- [6] L.A. Potapov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki [Theoretical foundations of electrical engineering]*. St. Petersburg: Lan, 2016 (in Russian).
- [7] V.Z. Kovalev and A.G. Shcherbakov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki [Theoretical foundations of electrical engineering]*. Khanty-Mansiysk: Yugra State University, 2017 (in Russian).
- [8] L.A. Potapov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Sbornik zadach [Theoretical foundations of electrical engineering. Collection of problems]*. M.: Yurayt, 2021 (in Russian).
- [9] A.V. Denisova, *Primenenie operatornogo metoda i metoda peremennyh sostoyaniya dlya rascheta perekhodnyh processov: Metodicheskie ukazaniya [Application of the operator method and the method of state variables for the calculation of transients: Guidelines]*. St. Petersburg: ITMO, 2012 (in Russian).
- [10] A.P. Senkov, I.P. Vikulov, B.F. Dmitriev, A.N. Moskalev and A.S. Kornev, *Perekhodnye processy v linejnyh cephah s sosredotochemymi parametrami (peremennyj tok). Rukovodstvo k resheniyu zadach po osnovam teorii linejnyh elektricheskikh cepej [Transients in linear circuits with concentrated parameters (alternating current). A guide to solving problems on the basics of the theory of linear electrical circuits]*. St. Petersburg: SPbGMTU, 2018 (in Russian).
- [11] Y. Skorokhod, D. Philin and S. Volskiy, “Analysis of high-voltage converters with serial connection units and with input current correction”, in proc. of *21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Oct. 19-21, 2020, Prague, Czech Republic, pp. 1-5. DOI: 10.1109/EPE51172.2020.9269238
- [12] D.A. Sorokin, S.I. Volskiy and Y.Y. Skorokhod, “Three-phase power factor corrector with direct power control and power supply of the unbalanced industrial network”, in proc. International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019). E3S Web Conf, vol. 124, 2019. DOI: 10.1051/e3sconf/201912405017

- [13] Yu.N. Dementiev and V.B. Terekhin, *Komp'yuternoe modelirovanie sistem elektroprivoda postoyannogo i peremennogo toka v Simulink [Computer modeling of DC and AC electric drive systems in Simulink]*. Moscow: Yurayt, 2022 (in Russian).
- [14] V.P. D'yakonov, *Matlab i Simulink dlya radioinzhenerov [Matlab and Simulink for radio engineers]*. Saratov: Profobrazovanie, 2019 (in Russian).
- [15] Yu.N. Dementiev, V.B. Terekhin, I.B. Odnokopytov, V.M. Rulevsky, *Komp'yuternoe modelirovanie elektromekhanicheskikh sistem postoyannogo i peremennogo toka v srede Matlab Simulink [Computer modeling of electrical systems of direct and alternating current in the Matlab Simulink]*. Tomsk: TPU, 2018 (in Russian).

### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Корнев Александр Сергеевич**, доктор техн. наук, профессор Санкт-Петербургского государственного морского технического университета, Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Alexander S. Kornev**, Dr. Sci. (Eng.), professor of the St. Petersburg State Marine Technical University, Saint Petersburg, Russian Federation

**Вольский Сергей Иосифович**, доктор техн. наук, профессор Московского авиационного института, Москва, Российская Федерация

**Sergey I. Volskiy**, Dr. Sci. (Eng.), professor of the Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation

**Викулов Илья Павлович**, кандидат техн. наук, доцент Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Ица P. Vikulov**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor of the Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University, Saint Petersburg, Russian Federation

**Кузнецов Николай Владимирович**, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий лабораторией информационно-управляющих систем Института проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Nikolay V. Kuznetsov**, Dr. Sci. (Phys.–Math.), professor, head of the Laboratory of Information and Control Systems of the Institute for Problems in Mechanical Engineering of the Russian Academy of Sciences, Saint Petersburg, Russian Federation

**Сорокин Дмитрий Александрович**, кандидат техн. наук, инженер конструктор ООО «Трансконвертер», Москва, Российская Федерация

**Dmitriy A. Sorokin**, Cand. Sci. (Eng.), design engineer of the LLC Transconverter, Moscow, Russian Federation

## ИННОВАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТОЯНИЯ ИЗОЛЯЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

**Е.Л. Рыжова**

Петербургский государственный университет путей сообщения  
Императора Александра I  
Санкт-Петербург, Россия

ORCID: 0000-0001-7984-2558 e-mail: elena-astanovskaja@rambler.ru

Использование комплексных систем технической диагностики электротехнической продукции на всех этапах ее жизненного цикла является одним из современных направлений развития техники. В настоящее время создаются сложные автоматизированные системы контроля технического состояния оборудования. Многие научные коллективы уделяют большое внимание проверке надежности электрооборудования тягового подвижного состава железных дорог, а также систем технической диагностики и ремонта. И все же проблема повышения надежности и prolongation срока службы электрических машин актуальна и сегодня, требует дальнейшего внимания, приобрела в последние годы большое социально-экономическое значение для железнодорожного транспорта и представляет научный и практический интерес. Показателем надежности электрооборудования является состояние его изоляции, которая в процессе эксплуатации электрической машины стареет, ухудшаются ее свойства и снижается диэлектрическая прочность. Изменения влажности окружающей среды и резкие перепады температуры часто сопровождаются конденсацией влаги на поверхности изоляции, что вызывает электрические пробой, носящие необратимый характер. Таким образом, доля отказов электрооборудования тягового подвижного состава из-за ухудшения состояния изоляции очень высока и наблюдается тенденция к общему снижению их надежности. В статье представлены методы оценки состояния изоляции тяговых двигателей, показаны усовершенствованные методы диагностики параметров изоляции тяговых электрических машин за счет внедрения инновационных технических средств. Описаны структура и схема инновационной автоматизированной системы комплексной диагностики состояния изоляции тяговых двигателей, и алгоритмы ее работы.

**Ключевые слова:** диагностика, износ, изоляция, инновационные технологии, надежность, отказ, тяговый электродвигатель.

**Для цитирования:** Рыжова, Е.Л. Инновационные технологии определения состояния изоляции тяговых электрических машин // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 1. С. 116-127. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_116

# INNOVATIVE TECHNOLOGIES FOR DETERMINING INSULATION CONDITION OF TRACTION ELECTRIC MACHINES

**E. L. Ryzhova**

Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University

Saint Petersburg, Russia

ORCID: 0000-0001-7984-2558 e-mail: elena-astanovskaja@rambler.ru

**Abstract.** The use of complex systems of technical diagnostics of electrical products at all stages of its life cycle is one of the modern directions of technology development. Currently, complex automated systems for monitoring the technical condition of equipment are being created. Many research teams pay great attention to checking the reliability of electrical equipment of traction rolling stock of railways, as well as technical diagnostics and repair systems. Nevertheless, the problem of increasing the reliability and extending the service life of electric machines is still relevant today, requires further attention, has acquired great socio-economic importance for railway transport in recent years and is of scientific and practical interest. An indicator of the reliability of electrical equipment is the state of its insulation, which ages during the operation of an electric machine, its properties deteriorate and the dielectric strength decreases. Changes in ambient humidity and sudden temperature changes are often accompanied by condensation of moisture on the insulation surface, which causes electrical breakdowns that are irreversible. Thus, the share of failures of electric equipment of traction rolling stock due to deterioration of the insulation condition is very high and there is a tendency to a general decrease in their reliability. The article presents methods for assessing the insulation condition of traction motors, shows improved methods for diagnosing the insulation parameters of traction electric machines through the introduction of innovative technical means. The structure and scheme of an innovative automated system for complex diagnostics of the insulation condition of traction motors and algorithms of its operation are described.

**Keywords:** diagnostics, failure, innovative technologies, insulation, reliability, traction motor, wear.

**For citation:** E.L. Ryzhov, “Innovative technologies for determining insulation condition of traction electric machines”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 116-127, 2022. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_1\_116

## I. Введение

За последние несколько десятилетий тяговое машиностроение развивалось с целью увеличения коэффициента использования машин, их нагрузки. В современном виде теория надежности электрических машин и устройств тягового подвижного состава начала изучаться сравнительно недавно. При этом одновременно стали интенсивно разрабатываться и внедряться новые виды материалов, в том числе и изоляционных. Тем не менее,

запас прочности тяговых электрических машин (ТЭД), а вместе с тем, и устойчивости к различным воздействиям постепенно снижались. На изоляцию обмоток ТЭД воздействуют погодные условия (температура, влажность), электрические и магнитные поля, загрязнения от железнодорожного пути, динамические воздействия (переменные нагрузки, вибрации, тряска). Состояние межвитковой изоляции ТЭД – один из основных факторов, определяющих его надежность и влияющих на его работу. Поэтому оценка качества изоляции электродвигателей требует особого подхода, критериев и набора методов [1-3].

### **II. Объект и методика**

Надежность изоляции тяговых электродвигателей позволяет работать электрооборудованию электровозов безаварийно. В связи с комплексным воздействием на машины электротягового подвижного состава тепловых, электромагнитных, механических и климатических факторов, уровень их повреждаемости при эксплуатации высок и снижается за счет конструктивно-технологических мероприятий при изготовлении и ремонте. При этом необходим периодический контроль состояния изоляции для поддержания надежности электрооборудования, исключения внезапных пробоев изоляции, ухудшение ее свойств. В ходе проверок при обнаружении ухудшения состояния изоляции обмоток, ТЭД подвергается плано-предупредительному ремонту. При этом реальные условия эксплуатации не учитываются, а профилактика и ремонт ведутся по времени наработки. Стоимость капитального ремонта с необходимостью замены изоляции обмоток двигателя увеличивается в несколько раз, если произошел пробой изоляции из-за несвоевременной фиксации изменения ее свойств [3]. Старение изоляции происходит неодинаково и зависит от условий эксплуатации ТЭД. Для электродвигателя с небольшим или средним пробегом, как правило, производство среднего ремонта оказывается достаточным, т.е. чистки, пропитки и сушки изоляции обмотки. Поэтому для предотвращения внезапных отказов электрооборудования необходима текущая диагностика параметров электродвигателей, дающая возможность прогнозирования их технического состояния в интервалах между плановыми ремонтами. Заблаговременная подготовка тяговых электродвигателей к исключению возможной аварийной ситуации, грозящей не только выходом его из строя, но и финансовыми потерями, обеспечивает контроль электрических, механических и тепловых показателей ТЭД в условиях эксплуатации. Анализ статистики выходов из строя ТЭД указывает, что около 40 % отказов тягового электродвигателя возникает из-за изменения структуры изоляционных слоев, и, в конечном счете, электрического пробоя электроизоляции обмоток, являющихся одной их самых отказоопасных областей в его структуре [4, 5].

В настоящее время для диагностики электрических машин и электрооборудования локомотивов применяют традиционные технические средства: мегаомметры, стенды для контроля электрического сопротивления изоляции между витками обмоток и катушками якоря, амперметры, вольтметры, мосты постоянного тока универсального измерения. Состояние электрической изоляции, механические повреждения открытых участков неизолированных проводников определяют измерением активного сопротивления относительно корпуса методом падения напряжения измерительным мостом или методом «амперметр-вольтметр» мегомметром, и сравнивают его с действующими нормами. Для определения запаса электрической прочности межвитковой изоляции якорных обмоток в течение определенного времени производят ее испытание повышенным напряжением, при котором могут развиваться частичные разряды до момента пробоя. При этом сопротивление относительно корпуса не должно быть ниже установленной нормы. Если во время определения прочности изоляции произошло ее пробоя или перекрытия разрядами, полученные результаты испытаний принимают удовлетворительными [6, 7].

Чтобы избежать принятия ошибочного решения о замене тягового двигателя, а вместо этого восстановить его изоляцию, необходима оценка состояния степени ее увлаженности по коэффициенту абсорбции. Сегодня степень увлажнения изоляции с высокой точностью оценивают, а также определяют сопротивление изоляции с помощью специальных универсальных переносных приборов диагностирования, электронных мегомметров, позволяющих измерять не только сопротивление, но и качество пропитки изоляции. Для объективной оценки состояния изоляции используют прибор, работающий на основе метода сравнения емкостей изоляции, определенных при различных частотах приложенного напряжения, которым измеряют абсорбционную емкость, а также специальные приборы контроля влажности. Данные устройства позволяют быстро обнаружить и устранить неисправность, выявить характер снижения изоляционных свойств контролируемой изоляции [6, 8, 9].

Правильность количественной и качественной оценок надежности тягового электродвигателя зависит не только от выбранных методов диагностирования, но и от контролируемых дискретных и основных аналоговых параметров, отражающих техническое состояние ТЭД. Для обеспечения надежности и определения ресурса работы узлов ТЭД, разработан автоматизированный комплекс диагностирования параметров, объединенных в общую систему с учетом их взаимозависимостей. Все параметры контролируются приборами и датчиками, которые передают информацию в ЭВМ, где она преобразуется из аналоговой формы в цифровую, распределяется в

определенной последовательности с помощью бесконтактных коммутаторов и демультимплексоров, выполненные в виде больших интегральных микросхем, увеличивающих скорость обработки информации. В блоки памяти заносится база данных с достоверной и исчерпывающей информацией на основе статистических данных о техническом состоянии каждого диагностируемого объекта. Для определения объективной зависимости характера нарастания износа от множества параметров применяют диагностические алгоритмы, основанные на результатах экспериментальных исследований [8, 9]. Таким образом, данная методика контроля технического состояния тяговых электродвигателей дает возможность повышать их надежность при эксплуатации, собирать и накапливать информацию об изменении параметров двигателя для прогнозирования ресурса работы ТЭД.

### III. Результаты исследования

Для перехода от системы обслуживания тяговых двигателей по пробегу к оценке по их фактическому техническому состоянию необходимы новые объективные, более содержательные методы оценки состояния изоляции. Разрушающие способы контроля технического состояния изоляции электромашин приводят к ее повреждению, сокращению срока службы тяговых двигателей, аварийным остановам и чрезмерным затратам на ремонт. В настоящее время разработаны и успешно развиваются неразрушающие методы контроля степени износа изоляции обмоток, основанные на измерении абсорбционной емкости, геометрической емкости, коэффициента поляризации, тангенса угла диэлектрических потерь, частичных разрядов температурного поля. Для определения этих параметров используются приборы ПКВ-7, МИК-2500, мост переменного тока P5026, датчик частичных разрядов M4201, томограф ИРТИС-2000 и др. [8].

Контролируя частичные разряды (ЧР) в электрической изоляции ТЭД, можно предотвратить до 80 % отказов электродвигателей, задолго до их возникновения. На значительное ухудшение состояния изоляции указывает изменения интенсивности пиковых значений ЧР вследствие влияния окружающей среды и условий работы двигателя. Таким образом, анализируя частичные разряды можно на ранних этапах диагностики развития пробоя во времени предупредить ухудшение диэлектрических свойств изоляции [10, 11]. В качестве диагностической характеристики при определении степени неоднородности изоляции используют коэффициент абсорбции, который дает объективную оценку состояния изоляции, поскольку учитывает заряд поглощения. Выявление ухудшения свойств изоляции путем измерения ее сопротивления мегомметром и секундомером не позволяет определить коэффициент абсорбции электрической машины. Как показали ис-

следования, о старении изоляции без ее разрушения, можно судить по характеру поляризационных процессов. Определение обобщенного индекса поляризации (ТРИ), применяемого в качестве характеристики процессов в изоляционных промежутках, является эффективным способом определения состояния изоляции ТЭД. Данный метод позволяет получить достоверную информацию о состоянии изоляционных промежутков посредством количественных параметров ТРИ, времени восстановления и возвратного напряжения, коэффициентов диэлектрической абсорбции и разряда [12].

Исследования показали, что о старении изоляции можно судить по характеру поляризационных процессов, а именно по величине возвратного напряжения и напряжения саморазряда. Установлено, что возвратное напряжение снижается при износе изоляции, при увеличении пробега и повышается после пропитки и сушки обмотки. Определение этого параметра, основанного на явлении абсорбции, является надежным критерием оценки состояния изоляции, позволяющим продлить ресурс изоляции ТЭД до следующего ремонта.

Измерив напряжения саморазряда, можно рассчитать параметры изоляции тяговых электродвигателей, которые существенно различаются в зависимости от степени ее старения. В ходе эксперимента получены зависимости постоянной времени и величины заряда от пробега. Данные зависимости показали, что с ростом пробега значения постоянной времени для изоляции уменьшаются. Также происходит уменьшение заряда при увеличении пробега. Таким образом, в результате исследований установлено, что все составляющие напряжения саморазряда изоляции ТЭД изменяются в зависимости от срока их эксплуатации. Следовательно, по величине напряжения саморазряда также можно оценить качество изоляции ТЭД [13-15]. Предложенные в ходе эксперимента критерии являются надежными для оценки состояния изоляции, и поэтому целесообразно внедрять инновационные технологии и приборы, позволяющие производить такую оценку, на заводах по ремонту электровозов и в локомотивных депо сети железных дорог. Для контроля изоляции по характеристикам абсорбции в филиале РГО-ТУПС в Нижнем Новгороде созданы приборы, которые, помимо измерения сопротивления изоляции, также измеряют напряжение саморазряда, возвратное напряжение, постоянную времени изоляции и ее электрическую емкость. Все устройства защищены авторским правом [14].

С учетом потребностей рынка коллективом авторов [3] разработан и внедрен портативный прибор «Кедр» (рис. 1) для контроля изоляции ТЭД и комплексного восстановления и ремонта электрооборудования подвижного состава.

Устройство «Кедр» может использоваться для контроля большой номенклатуры электрических машин, так как позволяет измерять сопротивление изоляции и коэффициент поглощения при трех значениях испытательного напряжения. В отличие от обычного мегомметра «Кедр» имеет цифровую индикацию, автоматический выбор пределов измерения, не большую массу. Авторы запатентованного устройства награждены золотой медалью за разработку и внедрение новых технологий ремонта и обслуживания транспорта. Таким образом, применение новых методов оценки состояния изоляции позволяет перейти от системы ремонта по пробегу к системе ремонта по реальному техническому состоянию, что повысит надежность тяговых электродвигателей и снизит эксплуатационные расходы за счет экономии дефицитных обмоточных и изоляционных материалов [3].



**Рис. 1. Прибор для контроля изоляции «Кедр»**

**Fig. 1. Insulation control device «Kedr»**

На основании анализа существующих методов оценки состояния изоляции электрических машин предложена инновационная автоматизированная система комплексного диагностирования изоляции (АСКДИ) тяговых двигателей, позволяющая определить степень ее увлажненности с учетом конструктивных особенностей и условий эксплуатации ТЭД с целью прогнозирования наработки на отказ (рис. 2).

При оценке состояния изоляции предлагается применить комплекс методов для определения всех параметров, позволяющих диагностировать наличие коротких замыканий между витками и определить общее состояние межвитковой и корпусной изоляций при отсутствии явных повреждений. Сложность использования АСКДИ электродвигателей заключается в том, что жесткие пределы оценки качества изоляции на основе заданных параметров нельзя определить заранее, так как они во многом зависят от конструкции конкретного типа электродвигателя. Несмотря на сложность использования и высокую стоимость, комплексный подход к определению состояния изоляции ТЭМ, используемый в системе диагностики, позволяет

повысить объективность результатов испытаний, прогнозировать техническое состояние изоляции и научно планировать ремонтно-профилактические мероприятия. Предлагаемая система комплексного диагностирования изоляции имеет необходимый потенциал для применения в процессе технического обслуживания и диагностики подвижного состава [2, 5, 16].

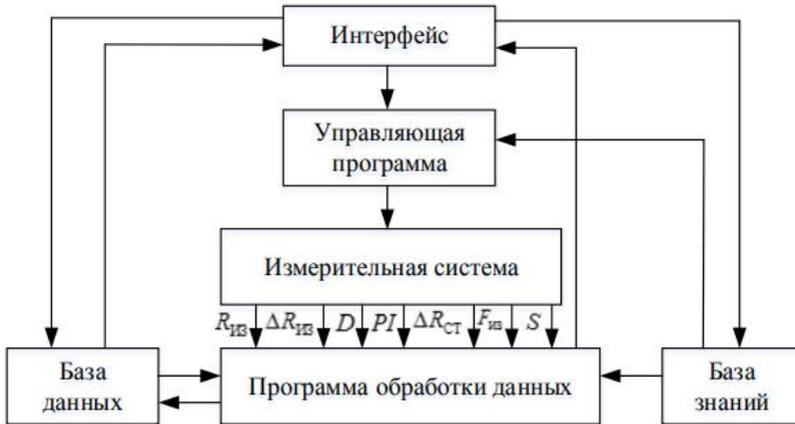


Рис. 2. Структурная схема АСКДИ

Fig. 2. Block diagram of the automated system for complex diagnostics of insulation

#### IV. Заключение

Минимизация всех производственных затрат за счет системного анализа процессов обеспечения безаварийной и надежной работы тяговых электрических машин с использованием для этой цели инновационных технологий является необходимым условием эффективной работы железнодорожного транспорта. Для перехода от системы плановых ремонтов к новой системе обеспечения исправности по текущему техническому состоянию необходимы современные технологии и приборы, созданные на основе комплекса высоконадежных и научно обоснованных средств обнаружения неисправностей и объективной оценки состояние изоляции ТЭД. Появившиеся в последние годы инновационные технологии являются хорошим примером в модернизации системы профилактического контроля состояния изоляции оборудования, но отсутствие нормативного и методического обеспечения, не позволяют использовать приборы диагностики с требуемой эффективностью. Анализ методов и средств диагностирования показывает

необходимость устранения недостатков методов оценки состояния изоляции тяговых электромашин за счет внедрения автоматизированной комплексной системы диагностирования изоляции электродвигателей, алгоритм работы которой сочетает в себе несколько взаимодополняющих методов с измерением нескольких параметров изоляции для определения наиболее вероятных видов и причин выявленных и прогнозируемых повреждений изоляции. Именно в комплексной системе заложены большие резервы повышения эффективности эксплуатации ТЭД. Основное отличие и новизна предложенного алгоритма диагностирования изоляции ТЭД заключается в том, что он позволяет учитывать взаимное влияние диагностических характеристик на состояние объекта и оценивать техническое состояние изоляции электродвигателя с единой методологической точки зрения. Актуальность использования АСКДИ подтверждается соответствием ее компонентов приоритетам в развитии науки и техники, основным положениям Энергетической стратегии России на период до 2035 года.

Несмотря на актуальность, перечисленные задачи решаются медленно, так как процессы деградации изоляции электрических машин довольно сложно поддаются математическому описанию и зависят от многочисленных факторов, в том числе, связаны с необходимостью проведения испытаний (в том числе и разрушающих) на дорогостоящем оборудовании. Внедрение системы комплексной диагностики технического состояния электрооборудования требует создания больших баз данных для анализа динамики состояния изоляции и реализации экспертного прогноза [17]. Решение этих задач определяется правильной организацией управления качеством производства, эксплуатации и ремонта электрических машин, применением комплексной диагностики и эффективной технологии восстановления изоляции в системе технического обслуживания ТЭД с применением инновационных технологий.

© Рыжова Е.Л., 2022

*Поступила в редакцию 11.02.2022*

*Received 11.02.2022*

### **Библиографический список**

- [1] Бегиев А.И., Тихонов В.А. Диагностическое оборудование для проверки якорей и статоров электродвигателей // Ремонт & Сервис. 2009. № 1. С. 58-62.
- [2] Харламов В.В., Шкодун П.К., Шестаков И.В. Тестирование межвитковой изоляции якорной обмотки тягового электродвигателя по методу волнового отклика // Известия Транссиба. 2015. № 2 (22). С. 39-45.

- [3] Головаш А.Н., Ридигер Е.В., Шушарин А.В. Алгоритмы и технические средства для контроля изоляции электрических машин и аппаратов подвижного состава // Омский научный вестник. 2005. №1 (30). С. 144-145.
- [4] Красновская С.Н., Ридель Э.Э., Черепашенцев Р.Г. Текущий ремонт и техническое обслуживание электровозов постоянного тока. М.: Транспорт, 1989. – 408 с.
- [5] Харламов В.В., Шкодун П.К., Шестаков И.В. Оценка технического состояния изоляции тяговых электродвигателей подвижного состава // Всерос. техн. конф. с междунар. участием «Эксплуатационная надежность локомотивного парка и повышение эффективности тяги поездов». Ноябрь 13, 2014, Омск, Россия. Омск: Омский гос. ун-т путей сообщения, 2014. С. 211-222.
- [6] Бервинов В.И. Техническое диагностирование локомотивов. М.: УМК МПС России, 1998. – 190 с.
- [7] Методические указания по применению средств технической диагностики к реостатным испытаниям. М.: ЦВНТИТ МПС РФ, Транспорт, 2001. – 115 с.
- [8] Совершенствование системы ремонта тягового подвижного состава на базе внедрения аппаратно-программных комплексов и средств технической диагностики. Локомотивы и локомотивное хозяйство. Ремонт локомотивов. М.: ЦНТИЭИ МПС, 2000.
- [9] Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А. Диагностика электрических цепей. М.: Энергоатомиздат, 1983. – 192 с.
- [10] IEC TS 60034-27-2:2012. Rotating electrical machines – Part 27-2: On-line partial discharge measurements on the stator winding insulation of rotating electrical machines, 2012. – 55 p.
- [11] Renforth L., Foxall M., Giussani R., Raczy T. On-line partial discharge (OLPD) insulation condition monitoring solutions for rotating high voltage (HV) machines // Proc. 3rd Petroleum & Chemical Industry Committee (PCIC) Middle East, Feb. 9-10, 2015, Abu Dhabi, UAE.
- [12] Крюков О.В., Милов В.Р., Шалашов И.В. Процедуры прогнозирования и принятия решений в системе технического обслуживания и ремонта // Автоматизация в промышленности. 2010. № 8. С. 47-49.
- [13] Серебряков А.С. Методы и средства для диагностики изоляции электрических машин и аппаратов ее защиты: автореф. дис. докт. техн. наук, МИИТ, 2000.
- [14] Серебряков А.В., Крюков О.В., Титов В.Г. Прогнозирование технического состояния ветроэнергетических установок // Электротехника. 2017. № 1. С. 60-65.
- [15] Серебряков А.С. Оценка состояния корпусной изоляции тяговых двигателей по возвратному напряжению // Железнодорожный транспорт. 1999. № 2. С. 35-38.
- [16] Харламов В.В., Шкодун П.К., Шестаков И.В. Автоматизированная система комплексной диагностики состояния изоляции тяговых электродвигателей // Известия Транссиба. 2015. № 4 (24). С. 62-58.
- [17] Худогонов А.М., Лыткина Е. М., Дульский Е. Ю. Инновационная технология повышения надежности и продления ресурса электрических машин тягового подвижного состава // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2012. № 4 (36). С. 102-108.

## References

- [1] A.I. Begiev and V.A. Tikhonov, “Diagnosticheeskoe oborudovanie dlya proverki yakorej i statorov elektrodvigatelej [Diagnostic equipment for checking anchors and electric motors]”, *Remont & Servis [Repair & Service]*, no. 1, pp. 58–62, Jan. 2009 (in Russian).
- [2] V.V. Harlamov, P.K. Shkodun and I.V. Shestakov, “Traction engines turn-to-turn armature coil insulation testing process using the method of wave response readout”, *Izvestia Transsiba (Journal of Transsib Railway Studies)*, no. 2 (22), pp. 39-45, 2015 (in Russian).
- [3] A.N. Golovash, E.V. Ridiger and A.V. Shusharin, “The algorithm and technical means for checking of insulation in the electrical machines and apparatus of the rolling stock”, *The Journal Omsk Scientific Bulletin*, no. 1 (30), pp. 144-145, 2005.
- [4] S.N. Krasnovskaya, E.E. Riedel, R.G. Cherepashenets, *Tekushchij remont i tekhnicheskoe obsluzhivanie elektrovozov postoyannogo toka [Current repair and maintenance of DC electric locomotives]*. Moscow: Transport, 1989 (in Russian).
- [5] V.V. Kharlamov, P.K. Shkodun and I.V. Shestakov, “Evaluation of the technical condition of the insulation of traction motors of rolling stock”, in proc. *All-Russian. tech. conf. with intern. part. “Ekspluatatsionnaya nadezhnost' lokomotivnogo parka i povyshenie effektivnosti tyagi poezdov [Operational reliability of the locomotive fleet and increasing the efficiency of train traction]”*, Nov. 13, 2014, Omsk, Russia, pp. 211-222 (in Russian).
- [6] V.I. Bervinov. *Tekhnicheskoe diagnostirovanie lokomotivov [Technical diagnostics of locomotives]*. Moscow: TMC Ministry of Railways of the Russian Federation, 1998 (in Russian).
- [7] *Metodicheskie ukazaniya po primeneniyu sredstv tekhnicheskoy diagnostiki k reostatnym ispytaniyam [Methodological guidelines for the use of technical diagnostic tools for rheostatic tests]*. Moscow: CINET Ministry of Railways of the Russian Federation, Transport, 2001 (in Russian).
- [8] *Sovershenstvovanie sistemy remonta tyagovogo podvizhnogo sostava na baze vnedreniya apparatno-programmnyh kompleksov i sredstv tekhnicheskoy diagnostiki. Lokomotivy i lokomotivnoe hozhaystvo. Remont lokomotivov [Improvement of the traction rolling stock repair system based on the introduction of hardware and software complexes and technical diagnostics tools. Locomotives and locomotive facilities. Repair of locomotives]*. Moscow: CSTEI Ministry of Railways of the Russian Federation, 2000 (in Russian).
- [9] N.V. Kinsht, G.N. Gerasimova, M.A. Katz, *Diagnostika elektricheskikh cepej [Diagnostics of electrical circuits]*. Moscow: Energoatomizdat, 1983 (in Russian).
- [10] Rotating electrical machines – Part 27-2: On-line partial discharge measurements on the stator winding insulation of rotating electrical machines, IEC TS 60034-27-2:2012, 2012.
- [11] L. Renforth, M. Foxall, R. Giussani and T. Raczky, “On-line partial discharge (OLPD) insulation condition monitoring solutions for rotating high voltage (HV) machines”, in proc. *3rd Petroleum & Chemical Industry Committee (PCIC) Middle East*, Feb. 9-10, 2015, Abu Dhabi, UAE.

- [12] V.R. Milov, I.V. Shalashov and O.V. Kryukov, “Procedury prognozirovaniya i prinyatiya reshenij sisteme tekhnicheskogo obsluzhivaniya i remonta [Procedures for forecasting and decision-making system maintenance and repair]”, *Automation in Industry*, no. 8, pp. 47-49, 2010 (in Russian).
- [13] A.S. Serebryakov, “*Metody i sredstva dlya diagnostiki izolyacii elektricheskikh mashin i apparatov ee zashchity [Methods and means for diagnostics of isolation of electrical machines and devices of its protection]*”, D. Sci. (Eng.) thesis, MIIT, 2000 (in Russian).
- [14] A.V. Serebryakov, O.V. Kryukov and V.G. Titov, “Prognozirovanie tekhnicheskogo sostoyaniya vetroenergeticheskikh ustanovok [Forecasting the technical condition of wind turbines]”, *Electrotechnics*, no. 1, pp. 60-65, 2017 (in Russian).
- [15] A.S. Serebryakov, “Ocenka sostoyaniya korpusnoj izolyacii tyagovykh dvigatelej po vozvratnomu napryazheniyu [Assessment of the condition of the hull insulation of traction motors by return voltage]”, *The Zheleznodorozhny Transport (Railway Transport)*, no. 2, pp. 35-38, 1999 (in Russian).
- [16] V.V. Harlamov, P.K. Shkodun and I.V. Shestakov, “Automated full-service system for traction machines insulation diagnostics”, *Izvestia Transsiba (Journal of Transsib Railway Studies)*, no. 4 (24), pp. 62-58, 2015 (in Russian).
- [17] A.M. Hudonogov, E.M. Lytkina and E.Yu. Dulskiy, “Innovative technology of improving reliability and electric machines traction vehicles life extension”, *Modern Technologies. System Analysis. Modeling*, no. 4 (36), pp. 102-108, 2012.

#### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

**Рыжова Елена Львовна**, кандидат технических наук, доцент Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Elena L. Ryzhova**, Cand. Sci. (Eng.), associate professor of the Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University, Saint Petersburg, Russian Federation

---

---

## ХРОНИКА

---

### ПАМЯТИ НИКОЛАЯ ИВАНОВИЧА ВОРОПАЯ (01.11.1943 – 28.02.2022)

Воропай Николай Иванович – хорошо известный в России, странах ближнего и дальнего зарубежья специалист в области системных исследований в энергетике, член-корреспондент РАН, действительный член Академии электротехнических наук РФ и Международной энергетической академии, член президиума Российского научно-технического общества энергетиков и электротехников, член ряда научных советов РАН и СО РАН, член НТС ФСК ЕЭС и РАН, член технического комитета Международной федерации по автоматическому управлению (*IFAC*), член Международной конференции по большим электрическим системам *CIGRE*, почетный член *IEEE* и других организаций, научный руководитель Института систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН (с 1997 по 2016 гг. – директор этого института), председатель диссертационного совета ИСЭМ СО РАН, научный руководитель и председатель Международного научного семинара им. Ю.Н. Руденко «Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики».

Н.И. Воропай награжден орденами Дружбы и Почета. Он – Заслуженный деятель науки РФ, Почетный энергетик РФ, лауреат Государственной премии СССР и двух премий Правительства РФ, премий им. Г.М. Кржижановского и им. И.М. Губкина. Николай Иванович – автор и соавтор более 700 научных работ, он был главным редактором международного журнала «*Energy Systems Research*», состоял в редколлегиях ряда известных российских и международных изданий.

Его неожиданный уход из жизни 28 февраля 2022 г. – большая потеря для научного сообщества, коллег, друзей, родных.

Под руководством Н.И. Воропая разработаны методология, математические модели и методы обоснования развития электроэнергетики, электроэнергетических систем и компаний в условиях многих критериев и несовпадающих интересов субъектов отношений. Методология не имеет аналогов в электроэнергетической науке. Он – один из инициаторов нового научного направления «Энергетическая безопасность России и ее регионов», развития исследований по глобальным электрическим системам, основам технологии энергосистем будущего, иерархическому моделированию систем энергетики.

Научные связи ИСЭМ СО РАН с Нижегородским государственным техническим университетом им. Р.Е. Алексеева (НГТУ) и Нижегородским государственным инженерно-экономическим университетом (НГИЭУ) развивались с начала 1970-х гг., когда под руководством Ю.Н. Руденко, академика АН СССР (РАН), в Сибирском энергетическом институте (СЭИ СО АН СССР) был организован Всесоюзный научный Семинар «Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики». С 1997 г. его научным руководителем и председателем стал Н.И. Воропай. Ряд сотрудников НГТУ и НГИЭУ, занимающиеся проблемами надежности развития и эксплуатации систем электроэнергетики – активные участники этого, теперь международного, Семинара, начиная с момента его организации. При непосредственной поддержке Н.И. Воропая на заседаниях Семинара проходили обсуждения и получили одобрение подготовленные сотрудниками НГТУ и НГИЭУ кандидатские и докторские диссертации. Научные связи ИСЭМ СО РАН, НГТУ им. Р.Е. Алексеева и НГИЭУ подкреплялись предложениями Николая Ивановича по оппонированию в диссертационном совете ИСЭМ кандидатских и докторских диссертаций, выполненных при его научном руководстве. Постоянно осуществлялся обмен научными монографиями, технической и учебной литературой, рецензиями.

Лидерство в науке, терпение, целеустремленность Н.И. Воропая наиболее ярко проявились при нашей совместной работе над двумя основополагающими для электроэнергетики документами «Надежность систем энергетики», 2007 г. и «Концепция обеспечения надежности в электроэнергетике», 2013 г. Большую редакционную поддержку Николай Иванович оказал и при подготовке лекции на международной школе-семинаре молодых ученых-энергетиков, проведенной по его инициативе в 2014 г. в Минске. Под его редакцией вышла наша книга «Основы теории систем для электроэнергетиков», 2011 г.

Более чем сорокалетнее общение с Николаем Ивановичем как на Семинаре, так и вне его, выявило его личные качества, отражающие, мудрость, искренность, интеллигентность – качества настоящего Ученого и Человека.

Друзья и коллеги скорбят, помнят, выражают глубокие соболезнования его родным и близким.

*От имени нижегородских участников  
Международного научного семинара им. Ю.Н. Руденко  
«Методические вопросы исследования надёжности больших систем энергетики»  
ИСЭМ СО РАН, члены Программного комитета Семинара  
д.т.н., проф. Папков Б.В.,  
д.т.н., проф. Куликов А.Л.*



**Научно-технический журнал  
«Интеллектуальная электротехника»  
стал информационным партнером  
Национального исследовательского комитета  
С6 «Активные системы распределения электроэнергии  
и распределенные энергоресурсы» РНК СИГРЭ**

В феврале 2022 г. заключено Соглашение о сотрудничестве между научно-техническим журналом «Интеллектуальная электротехника», учредителем которого является НГТУ им. Р.Е. Алексеева, и Национальным исследовательским комитетом С6 «Активные системы распределения электроэнергии и распределенные энергоресурсы» Российского национального комитета «Международный Совет по большим электрическим системам высокого напряжения (НИК С6 РНК СИГРЭ), функционирующим на базе Института энергетических исследований Российской академии наук.

СИГРЭ (*Conseil International des Grands Réseaux Electriques – CIGRE*) – это ведущее международное профессиональное сообщество для экспертизы всех аспектов функционирования электроэнергетических систем. Ассоциация создана в 1921 г. и объединяет экспертов и компании из 107 стран. Штаб-квартира СИГРЭ расположена в Париже.

Национальный исследовательский комитет С6 входит в состав Российского национального комитета СИГРЭ. В НИК С6 РНК СИГРЭ входит 54 российских эксперта, являющихся индивидуальными членами РНК СИГРЭ или представителями коллективных членов, а также члены Молодежной секции РНК СИГРЭ, интересующиеся проблематикой применения распределенных энергоресурсов (РЭР).

К предметной области НИК С6 относится интеграция РЭР в распределительные электрические сети, планирование развития РЭР, интеллектуальные алгоритмы и системы управления режимами активных распределительных сетей с РЭР, управление спросом и активное взаимодействие с потребителями, а также электрификация удаленных и изолированных райо-

нов. Основными задачами научно-технологического развития, которые исследуются в рамках деятельности НИК С6 РНК СИГРЭ, являются:

- анализ проблемных вопросов интеграции и функционирования РЭР в составе энергосистем и изолированных энергорайонов, а также разработка способ и средств их решения;
- обобщение информации о существующих и разработка новых алгоритмов управления РЭР и систем автоматического управления, с целью их учета при планировании развития и управления режимами распределительных сетей и сетей внутреннего электроснабжения потребителей;
- анализ принципов построения и способов реализации виртуальных электростанций и других технических решений на базе технологии *Smart Grid* (наногрид, микрогрид, мультимикрогрид, минигрид и др.);
- обобщение информации о способах и средствах управления спросом (Demand response), включая Агрегаторов спроса, а также интеграции активных потребителей электроэнергии в распределительные сети;
- анализ существующих подходов к электрификации удаленных и изолированных энергорайонов, а также разработка новых;
- выявление актуальных вопросов в российской электроэнергетике в отношении активных систем распределения электроэнергии и РЭР, с учетом особенностей ее организации и функционирования;
- разработка технических требований к различным видам РЭР для их технологического присоединения и функционирования в составе ЕЭС России;
- анализ существующих принципов планирования и управления режимами энергосистем с большой долей РЭР в составе генерирующих мощностей, а также разработка новых;
- обобщение способов обеспечения надежности функционирования активных систем распределения электроэнергии и надежности электроснабжения потребителей при различных возмущениях во внешней сети, а также в условиях выделения в островной режим работы.

Представители НИК С6 РНК СИГРЭ активно участвуют в деятельности 2 (двух) международных рабочих групп и 4 (четыре) проблемных рабочих групп, созданных в РНК СИГРЭ по актуальным направлениями развития РЭР.

Членами НИК С6 РНК СИГРЭ в 2021 г. проделана следующая работа:

- принято участие в 94 научно-технических мероприятиях по тематике НИК С6 РНК СИГРЭ, из которых 17 международных;
- организовано и проведено 4 (четыре) научно-технических конференции, где НИК С6 РНК СИГРЭ выступал в качестве соорганизатора;

- опубликовано 137 статей по тематике НИК С6 РНК СИГРЭ в ведущих научно-технических изданиях;
- обеспечено ведение тематической рубрики «Распределенная энергетика» в журнале для специалистов в области электроэнергетики и электротехники «Энергоэксперт», в 2021 г. в рубрике опубликовано 4 статьи;
- организована деятельность секции «Активные системы распределения электроэнергии и распределенные энергетические ресурсы» НП «НТС ЕЭС», в 2021 г. проведено 9 (девять) заседаний;
- принято участие в подготовке к работе секции № 5 «Перспективные направления развития электроэнергетики» XII Международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи – 2021». В связи с эпидемиологической обстановкой ее проведение перенесено на период 16-20 мая 2022 г. в НГТУ им. Р.Е. Алексеева (г. Нижний Новгород);
- члены НИК С6 РНК СИГРЭ выступили научными руководителями и официальными оппонентами по 6 диссертациям, защищенным в 2021 г.

Соглашение о сотрудничестве предусматривает подготовку и проведение совместных научных, научно-технических и научно-практических конференций, семинаров, симпозиумов, круглых столов, тематических дней и других мероприятий в области взаимодействия.

В журнале «Интеллектуальная электротехника» будут публиковаться обзоры трендов развития, опыта функционирования активных систем распределения электроэнергии и распределенных энергоресурсов в России и мире, а также статьи по актуальным тематикам исследований, которые проводятся членами НИК С6 РНК СИГРЭ.

**MINISTRY OF SCIENCE AND HIGHER EDUCATION  
OF THE RUSSIAN FEDERATION  
NIZHNY NOVGOROD STATE TECHNICAL UNIVERSITY  
n.a. R.E. ALEKSEEV**

# **SMART ELECTRICAL ENGINEERING**

**№ 1**

**Nizhny Novgorod 2022**

*The journal is issued 4 times in year*

**Editor-in-Chief A.B. Loskutov**

**EDITORIAL STAFF**

A.B. Dar'enkov (associate Editor-in-Chief),  
E.N. Sosnina (associate Editor-in-Chief), A.V. Shalukho (executive secretary),  
V.I. Kazakova (executive editor), I.A. Lipuzhin (executive editor)

**MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:**

Gennadiy Yakovlevich Vagin	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
<b>Nikolay Ivanovich Voropai</b>	Associate member of RAS, doctor of technical sciences, professor, head of the chair INRTU (Irkutsk, Russia)
Leonid Abramovich German	Doctor of technical sciences, professor, professor SSTU Branch in Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)
Valery Gennadievich Goldstein	Doctor of technical sciences, professor, professor SSTU (Samara, Russia)
Igor Vasilevich Gulyaev	Doctor of technical sciences, professor, professor MRSU (Saransk, Russia)
Anatoly Viktorovich Kuznetsov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair USTU (Ulyanovsk, Russia)
Pavel Vladimirovich Ilyushin	Doctor of technical sciences, Energy Research Institute of the Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)
Alexander Leonidovich Kulikov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Viktor Nikolaevich Mescheryakov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair LSTU (Lipetsk, Russia)
Georgy Borisovich Onishchenko	Doctor of technical sciences, professor, scientific director LLC «STC Drive Technique» (Moscow, Russia)
Aleksandr Sergeevich Plekhov	Candidate of technical sciences, associate professor, associate professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Aleksandr Yur'evich Smirnov	Doctor of technical sciences, associate professor, leading design engineer JSC «Afrikantov OKBM» (Nizhny Novgorod, Russia)
Vitezslav Styskala	Dr. Ing., Ph. D., associate professor VSB – Technical University of Ostrava (Ostrava-Poruba, Czech Republic)
Vladimir Georgievich Titov	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Oleg Stanislavovich Khvatov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair FFEI HE «VSUWT» (Nizhny Novgorod, Russia)
Yuriy Ivanovich Khokhlov	Doctor of technical sciences, professor, professor FSAEIHE SUSU (NRU) (Chelyabinsk, Russia)
Alexandr Ivanovich Chivenkov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Roustiam Chakirov	Dr.-Ing., Prof. Dr., professor H-BRS (Germany)

*Electronic version:*  
<http://www.ie.nntu.ru>

**ISSN 2658-6754**

*The certificate of registration at the Roskomnadzor  
of the periodic printed editions  
III № ФС77-81688 on 06 Aug., 2021*

© Nizhny Novgorod State Technical University  
n.a. R.E. Alekseev, 2022

# CONTENT

<b>ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS</b> .....	4
<b>A.Yu. Smirnov, D.A. Kudryashov and T.N. Usnunts-Krigrer</b> Self-exciting inductor motors for control rod step drives design.....	4
<b>A.I. Ermolaev</b> Calculation and optimization of magnetorheological transformer electromagnet of semiactive hydromount.....	16
<b>Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov, I.A. Shurakov</b> BLDC and PMBLAC motor drives with high power factor .....	27
<b>Yu.N. Shumov, A.S. Safonov</b> High power superconducting aircraft electrical machines (overview of foreign developments) .....	42
<b>O.M. Gladyshev, E.I. Medvedev, I.M. Trofimov, V.I. Grebenhschikov, A.S. Zaglyadnov</b> Features of NEON <sup>®</sup> inverter topology and control methods.....	61
<b>ELECTRIC POWER</b> .....	77
<b>A.S. Serebryakov, L.A. German, V.L. Osokin, D.E. Dulepov</b> Two-stage filter compensating units with series connection of sections in AC traction network. Transient analysis.....	77
<b>A.S. Kornev, S.I. Volskiy, I.P. Vikulov, N.V. Kuznetsov, D.A. Sorokin</b> Algorithm for calculating transients in electrical circuits by the state-variable method .....	99
<b>E.L. Ryzhova</b> Innovative technologies for determining insulation condition of traction electric machines .....	116
<b>CHRONICLE</b> .....	128
In memory of Nikolai Ivanovich Voropay (01.11.1943 – 28.03.2022).....	128
Information partnership with Study Committee C6 “Distribution Systems and Dispersed Generation” RNC CIGRE.....	130

# ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

**№ 1**

Редакторы: **В.И. Казакова, И.А. Липужин**  
Технический редактор: **И.Н. Терентьева**

*Редакция:*

603950, Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24  
smart\_electric@nttu.ru

Свободная цена

Подписано в печать 25.03.2022. Дата выхода в свет: 30.03.2022

Формат 60x84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная.

Печать трафаретная. Усл. печ. л. 7,3. Тираж 100 экз. Заказ .

---

Нижегородский государственный технический университет  
им. Р.Е. Алексева. Типография НГТУ.

Адрес университета и полиграфического предприятия:  
603950, Нижний Новгород, ул. Минина, 24