

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ  
ДОКЛАДЫ  
АКАДЕМИИ НАУК  
ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

2019

январь–март

№ 1 (42)



*Выходит четыре раза в год*

ISSN 1727-2769

**Учредители**

*Академия наук высшей школы России  
Новосибирское отделение Академии наук высшей школы*

**Главный редактор**

А.Г. Вострецов, д-р техн. наук, проф., засл. деятель науки РФ

**Заместитель главного редактора**

В.Н. Васюков, д-р техн. наук, проф.

**Редакционный совет**

М. Грайцар, PhD, проф. (Словакия)  
Д.В. Винников, д-р техн. наук, проф. (Эстония)  
А. Загоскин, PhD (Великобритания)  
Е.В. Ильичев, д-р физ.-мат. наук, проф. (Германия)  
М.Н. Клыماش, д-р техн. наук, проф. (Украина)  
К.Ю. Арутюнов, д-р физ.-мат. наук, проф.  
А.В. Бурдаков, д-р физ.-мат. наук, проф.  
И.С. Грузман, д-р техн. наук, проф.  
А.О. Давидов, д-р техн. наук  
В.П. Драгунов, д-р техн. наук, доц.  
С.Л. Елистратов, д-р техн. наук  
А.И. Легалов, д-р техн. наук, проф.  
Г.В. Майер, д-р физ.-мат. наук, проф., засл. деятель науки РФ  
В.К. Макуха, д-р техн. наук, проф.  
В.Ю. Нейман, д-р техн. наук, проф.  
В.Я. Рудяк, д-р физ.-мат. наук, проф.  
А.А. Спектор, д-р техн. наук, проф.  
С.П. Халютин, д-р техн. наук, проф.  
С.А. Харитонов, д-р техн. наук, проф.  
В.Д. Юркевич, д-р техн. наук, проф.

**Ответственный секретарь**

Д.О. Соколова, канд. техн. наук

*Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций в 2002 г. (свидетельство ПИ № 77-11517 от 04.01.2002 г.)*

Адрес редакции: 630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, НГТУ, корп. 4, ком. 415,  
телефон: (383) 346-15-37, факс: (383) 346-02-09. Email: danvshrf@corp.nstu.ru

© Новосибирское отделение АН ВШ, 2019 г.

SCIENTIFIC JOURNAL

**PROCEEDINGS  
OF THE RUSSIAN HIGHER SCHOOL  
ACADEMY OF SCIENCES**

2019

January – March

№ 1 (42)



*Journal is published quarterly*

ISSN 1727-2769

*Journal was established by*

*Russian Higher Education Academy of Science  
Novosibirsk Branch of Higher Education Academy of Science*

**Chief Editor**

A.G. Vostretsov, D.Sc. (Eng.), Prof., Honoured Science Worker of Russian Federation

**Deputy Chief Editor**

V.N. Vasyukov, D.Sc. (Eng.), Prof.

**Editorial Council**

M. Grajcar, PhD, Prof. (Slovakia)  
D.V. Vinnikov, D.Sc. (Eng.), Prof. (Estonia)  
A.M. Zagoskin, PhD (United Kingdom)  
E.V. Ilyichev, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. (Germany)  
M.M. Klymash, D.Sc. (Eng.), Prof. (Ukraine)  
K.Yu. Arutyunov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.  
A.V. Burdakov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.  
I.S. Gruzman, D.Sc. (Eng.), Prof.  
A.O. Davidov, D.Sc. (Eng.)  
V.P. Dragunov, D.Sc. (Eng.), Assoc. Prof.  
S.L. Elistratov, D.Sc. (Eng.)  
A.I. Legalov, D.Sc. (Eng.), Prof.  
G.V. Mayer, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof., Honoured Science Worker of Russian Federation  
V.K. Makukha, D.Sc. (Eng.), Prof.  
V.Yu. Neyman, D.Sc. (Eng.), Prof.  
V.Ya. Rudyak, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.  
A.A. Spector, D.Sc. (Eng.), Prof.  
S.P. Khaljutin, D.Sc. (Eng.), Prof.  
S.A. Haritonov, D.Sc. (Eng.), Prof.  
V.D. Yurkevich, D.Sc. (Eng.), Prof.

**Executive Secretary**

D.O. Sokolova, C.Sc.(Eng.)

Editor Address: Office 415, 20 bld. 4, K. Marx Prospect, Novosibirsk, 630073, Russian Federation.  
Tel: +7 (383) 346-15-37. Fax: +7 (383) 346-02-09. Email: danvshrf@corp.nstu.ru

© Novosibirsk Branch of Higher Education Academy of Science, 2019

СОДЕРЖАНИЕ

ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ НАУКИ

*Черепанова В.К., Черепанов А.Н.*

Модель гетерогенного зародышеобразования  
на кубических наночастицах.....7

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

*Алексейцев С.А., Горбачев А.П.*

Двухдиапазонный излучатель дипольного вида  
с концевым питанием.....18

*Калужский Д.Л., Мехтиев А.Д., Харитонов А.С.,  
Дашинимаев А.О., Филиппов Д.А.*

Автономная система генерирования электроэнергии на базе  
двигателя Стирлинга и многополюсной синхронной машины.....31

*Коробков Д.В.*

Система «Трехфазный МЭГ– мостовой выпрямитель»  
с дополнительным дросселем в нейтрали: определение  
режимов работы и условий их существования.....44

*Лавренов Е.О., Темлякова З.С., Темляков А.А.*

Оценка влияния межвиткового короткого замыкания на каче-  
ство работы асинхронного двигателя.....62

**Манусов В.З., Хасанзода Н.**

Оценка мощности ветроэнергетических установок  
на основе нечеткой модели ветрового потока  
и его вероятностных характеристик .....73

**Петров А.А.**

Система управления устройством коррекции коэффициента  
мощности подстанций метрополитена .....83

**Шандрыгин Д.А., Егоров Д.Э., Новиков В.В., Довгун В.П.**

Анализ эффективности пассивных фильтрокомпенсирующих  
устройств для систем тягового электроснабжения .....91

---

---

CONTENTS

---

PHYSICAL AND MATHEMATICAL SCIENCES

- Cherepanova V.K., Cherepanov A.N.*  
Model of heterogenous nucleation on cubic nanoparticles .....7

---

TECHNICAL SCIENCES

- Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P.*  
End-fed dual-band dipole-like antenna .....18

- Kaluzhskii D.L., Mekhtiyev A.D., Kharitonov A.S.,  
Dashinimaev A.O., Filippov D.A.*  
An autonomous system of power generation based  
on the Stirling engine and a multi-pole synchronous machine.....31

- Korobkov D.V.*  
The three phase PMSG – full bridge rectifier system  
with an additional reactor in neutral: the identification  
of their operating modes and conditions of existence .....44

- Lavrenov E.O., Temlyakova Z.S., Temlyakov A.A.*  
Estimation of the turn-to-turn short circuit effect  
on the induction motor operation quality .....62

CONTENTS

---

***Manusov V.Z., Khasanzoda N.***

The estimation of a wind power plant based on a fuzzy model  
of a wind flow and its probabilistic characteristics .....73

***Petrov A.A.***

A control system of a power factor correction device  
for metro substations .....83

***Shandrigin D.A., Egorov D.E., Novikov V.V., Doygun V.P.***

Analysis of the effectiveness of passive filter-devices  
for traction power supply .....91

---

УДК 536.763+544.015

**МОДЕЛЬ ГЕТЕРОГЕННОГО ЗАРОДЫШЕОБРАЗОВАНИЯ  
НА КУБИЧЕСКИХ НАНОЧАСТИЦАХ****В.К. Черепанова<sup>1,2</sup>, А.Н. Черепанов<sup>2</sup>**<sup>1</sup> *Новосибирский государственный технический университет*<sup>2</sup> *Институт теоретической и прикладной механики им. С.А. Христиановича  
СО РАН*

На основе термодинамического подхода предложена математическая модель гетерогенного зарождения твердой фазы на высокоактивированных смачиваемых наноподложках кубической формы. В соответствии с классическим подходом к описанию процесса гетерогенной нуклеации предполагается, что критические зародыши имеют форму сферического сегмента и могут располагаться на всех шести гранях кубической частицы-затравки. В рамках предложенной модели нами получены новые выражения для энергии образования и скорости зарождения центров кристаллизации на кубических ультрадисперсных затравках, в которых учитывается влияние размерных и капиллярных эффектов. Численные эксперименты были проведены для расплава алюминия, модифицированного наночастицами нитрида титана TiN. Результаты расчетов показывают, что смачиваемость поверхности наночастицы-затравки оказывает наибольшее влияние на процесс гетерогенной нуклеации. Увеличение дисперсности нанозатравок повышает скорость зарождения твердой фазы, а учет размерной зависимости поверхностного натяжения на границе зародыш – расплав существенно влияет на процессы зародышеобразования только при соотношении параметра Толмена к критическому радиусу  $2\delta/R_0 > 0.01$ . Проведенное исследование представляет интерес для построения математической модели гетерогенной кристаллизации, описывающей процессы структурообразования в металлах и сплавах, модифицированных тугоплавкими наночастицами.

*Ключевые слова:* гетерогенное зародышеобразование, наночастицы, наномодифицирование, капиллярные эффекты, измельчение зерна, кубические подложки, математическая модель.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-7-17

**Введение**

Исследование процессов зарождения твердой кристаллической фазы в расплаве, содержащем наноразмерные частицы, имеет важное значение для понимания механизмов структурообразования при затвердевании наномодифицированных металлов и сплавов. В последние годы все большее внимание уделяется новой технологии обработки металлов и сплавов с помощью модифицирования расплава нанопорошками тугоплавких соединений с характерным размером частиц ~100 нм (наномодифицирование) [1–3]. Эти частицы характеризуются высокой удельной поверхностью, хорошо смачиваются расплавом и могут служить активными центрами для образования твердой фазы.

Одной из основных задач при литье металлов и их сплавов является получение тонкой и однородной зеренной структуры с целью уменьшения дефектов и улучшения свойств отливок. Для этого можно использовать наночастицы-нуклеанты, которые специально вводят в расплав. На таких частицах-подложках будет

---

Исследование частично выполнено в рамках Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2013-2020 годы (проект АААА-А17-117030610136-3).

происходить гетерогенное зародышеобразование, протекание которого зависит от формы подложки, ее смачиваемости, размеров и сопряжения атомных решеток подложки и материала зародыша [4–7]. Для понимания механизма измельчения зерна в затвердевшем металле требуется изучение нуклеационной эффективности частиц-подложек с учетом влияния условий затвердевания.

Существует несколько подходов к описанию процесса гетерогенной нуклеации. Прежде всего, это классический подход, основы которого были изложены еще Фольмером [8], развитый Тернбаллом [4] для описания гетерогенной нуклеации на плоской подложке. Гетерогенное зародышеобразование на подложках различной кривизны было в свое время подробно рассмотрено Флетчером [5] на основе классического подхода, им было показано, что геометрический фактор и угол смачивания играют здесь ключевую роль. В основе классического подхода к описанию процесса гетерогенной нуклеации лежит предположение о том, что критический зародыш имеет форму сферического сегмента, однако на хорошо смачиваемых подложках возможно использование адсорбционного механизма нуклеации [6]. Максвеллом и Хеллавеллом [7] была предложена модель зарождения и роста зерен в бинарных металлических сплавах, они исследовали влияние конкуренции между гетерогенной нуклеацией и диффузионным ростом на размер образующегося кристаллического зерна. Связь между размером зерна и критическим переохлаждением привела в том числе к созданию модели «свободного роста» [9]. Среди работ, опубликованных за последние 10 лет, можно проследить развитие всех вышеупомянутых подходов к описанию влияния процесса гетерогенной нуклеации на улучшение структуры сплавов, прежде всего на уменьшение зерна [10–17 и др.]. Однако проблема зарождения твердой фазы на наноразмерных частицах-подложках, введенных в металлический расплав, по-прежнему остается актуальной, поскольку для прогнозирования влияния такого рода наномодификаторов на структуру и свойства отливки необходимо изучение особенностей зарождения твердой фазы на экзогенной наночастице-подложке в зависимости от ее размерных, морфологических, капиллярных и других свойств.

Необходимо развитие аналитических и численных моделей для описания гетерогенного зародышеобразования на нанозатравках и дальнейшего роста кристаллического зерна в наномодифицированных сплавах. Ниже на основе термодинамического подхода, изложенного нами ранее в [15–17], проведено численное исследование процесса гетерогенного зародышеобразования в переохлажденном расплаве на кубической наночастице с учетом капиллярных и размерных эффектов.

### 1. Постановка задачи

Для определения скорости гетерогенного зародышеобразования примем, что наночастицы-затравки имеют форму куба, грани которого характеризуются углом смачивания  $0^\circ < \theta < 90^\circ$ . В соответствии с представлениями Ребиндера [18] тугоплавкие наночастицы являются потенциальными центрами кристаллизации, т.е. являются затравками, на поверхности которых группируются отдельные кластеры, трансформирующиеся при определенных условиях в зародыши твердой фазы. Рассмотрим кинетику образования такого зародыша, считая, что он имеет форму сферического сегмента (рис. 1). Формирующиеся на грани кубической наночастицы зародыши должны иметь диаметр контактного пятна не больше длины  $l_p$  ребра кубической частицы [4, 5]:

$$2R_c \sin \theta \leq l_p, \quad (1)$$



где  $R_c$  – критический радиус зародыша.

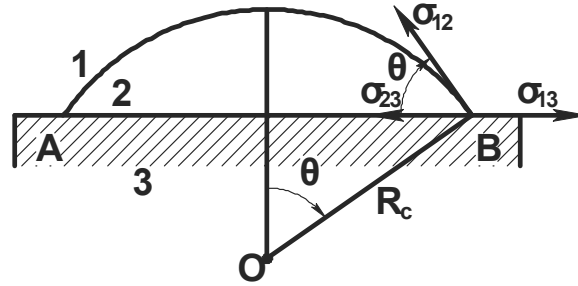


Рис. 1 – Схема зародыша твердой фазы на плоской грани наночастицы:

1 – расплав, 2 – зародыш, 3 – наночастица

Fig. 1 – Diagram of solid phase nucleus on the flat facet of the nanoparticle:

1 – melt; 2 – nucleus; 3 – nanoparticle

Выражение для свободной энергии Гиббса образования зародыша в данном случае имеет вид

$$\Delta G = \sigma_{12}S_{12} + (\sigma_{23} - \sigma_{13})S_{23} - \frac{\kappa\rho\Delta T}{T_s}V_c. \quad (2)$$

Здесь  $\Delta T = T_s - T$  – переохлаждение;  $T_s$  – температура кристаллизации;  $T$  – текущая температура;  $\rho$  – плотность расплава;  $\kappa$  – теплота кристаллизации;  $\sigma_{23}$  – поверхностное натяжение зародыш – подложка;  $\sigma_{13}$  – поверхностное натяжение расплав – подложка;  $S_{12}$  – площадь поверхности зародыша;  $V_c$  – его объем;  $S_{23}$  – площадь поверхности контакта зародыша с подложкой;  $\sigma_{12}$  – поверхностное натяжение расплав – зародыш, величина которого с учетом размерного фактора определяется формулой  $\sigma_{12} = \sigma_{12}^\infty(1 - 2\delta/R)$  [19], где  $\delta$  – параметр Толмена, характеризующий размер межфазного переходного слоя, равный по порядку величины диаметру атома расплава,  $\sigma_{12}$  – поверхностное натяжение для плоской поверхности,  $R$  – радиус кривизны поверхности натяжения.

После подстановки в (2) выражений для величин  $\sigma_{12}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{23}$ ,  $V_c$ , пренебрегая членами второго порядка малости относительно величины  $2\delta/R \ll 1$ , получим

$$\Delta G = \pi\sigma_{12}^\infty R^2 \left(1 - \frac{2\delta}{R} - \frac{2R}{3R_0}\right) (1 - \cos\theta)^2 (2 + \cos\theta). \quad (3)$$

Здесь  $R_0 = 2\sigma_{12}^\infty T_s / (\kappa\rho\Delta T)$  – радиус критического зародыша при гомогенном зародышеобразовании [8]. При  $2\delta/R_0 \rightarrow 0$  и  $R = R_0$  соотношение (3) принимает известный вид свободной энергии Гиббса для зародыша на плоской поверхности без учета размерных эффектов [8].

Критический радиус гетерогенного зародыша  $R_c$  определяется из условия

$$\frac{d\Delta G}{dR} = \pi\sigma_{12}^\infty (1 - \cos\theta)^2 (2 + \cos\theta) \left(2R - 2\delta - \frac{2R^2}{R_0}\right) = 0.$$

Отсюда получим при  $4\delta / R_0 \ll 1$  :

$$R_c = \frac{R_0}{2} \left\{ 1 + \sqrt{1 - \frac{4\delta}{R_0}} \right\} \approx R_0 \left( 1 - \frac{\delta}{R_0} \right). \quad (4)$$

Тогда для критической свободной энергии Гиббса  $\Delta G^*$  с точностью до малой величины  $\delta / R_0$  первого порядка из (3) с учетом (4) будем иметь

$$\Delta G^* = \frac{1}{3} \pi \sigma_{12}^{\infty} R_0^2 \left( 1 - \frac{6\delta}{R_0} \right) (1 - \cos \theta)^2 (2 + \cos \theta). \quad (5)$$

Полученное выражение (5) при  $\delta = 0$  совпадает с известным выражением для критического значения свободной энергии сфероидального зародыша на плоской подложке [8].

Подставив (4) в условие (1), с учетом выражения для величины  $R_0$  получим соотношение, связывающее переохлаждение  $\Delta T$  с краевым углом смачивания  $\theta$  и размером частицы  $l_p$ , с точностью до малой величины равной  $2\delta \sin \theta / l_p$  :

$$\Delta T \geq B \sin \theta / l_p,$$

где  $B = 4\sigma_{12}^{\infty} T_s / (\kappa\rho)$ . При заданных значениях  $\theta$  и  $l_p$  оно определяет минимальное переохлаждение для формирования зародыша на плоской грани наночастицы.

Вероятность образования критического зародыша на одной из граней наночастицы пропорциональна величине  $\exp(-\Delta G^* / k_B T)$ , где  $k_B$  – константа Больцмана. По теореме сложения вероятностей совместимых событий число критических зародышей, образовавшихся на всех гранях кубической нанозатравки, определим по формуле

$$n = n_f \left[ 6 \exp\left(-\frac{\Delta G^*}{k_B T}\right) - \exp\left(-\frac{6\Delta G^*}{k_B T}\right) \right]. \quad (6)$$

Здесь  $n_f$  – число поверхностных атомов грани, приходящихся на единицу объема расплава:

$$n_f = n_p (l_p / l_c)^2, \quad (7)$$

где  $n_p$  – число наночастиц-затравок в единице объема расплава;  $l_p$  – размер ребра затравки;  $l_c$  – межатомное расстояние материала затравки. Величину  $n_p$  определим через массовую концентрацию затравок в расплаве  $m_p$ , %, плотность материала затравок  $\rho_p$  и плотность расплава  $\rho$ :

$$n_p = m_p \rho / (100 \rho_p l_p^3). \quad (8)$$

Пренебрегая вторым членом в квадратных скобках в (6) по сравнению с первым, получим

$$n = 6n_f \exp(-\Delta G^* / (k_B T)). \quad (9)$$

Скорость гетерогенного возникновения зародышей определяется следующим соотношением [20]:

$$I = nn_s v_{ls}. \quad (10)$$

Здесь  $n_s$  – число атомов расплава, граничащих с зародышем,  $v_{ls}$  – частота скачков атомов через границу раздела жидкость – кластер.

Для сфероидального сегмента-зародыша значение  $n_s$  определим по формуле [20]

$$n_s = 2\pi R_c^2 (1 - \cos \theta) / l_a^2, \quad (11)$$

где  $l_a$  – диаметр атома расплава. Частоту скачков  $v_{ls}$  оценим из соотношения

$$v_{ls} = D / l_a^2. \quad (12)$$

Здесь  $D$  – коэффициент диффузии в жидкости, определяемый уравнением Аррениуса,

$$D = D_0 \exp(-E/k_B T), \quad (13)$$

где  $D_0$  – эмпирическая константа;  $E$  – энергия активации процесса диффузии в расплаве.

Теперь выражение для скорости гетерогенного зародышеобразования на кубической нанозатравке (10) с учетом выражений (7–9, 11–13) примет следующий вид:

$$I = n_p \frac{12\pi D_0}{l_a^4} \left( \frac{l_p}{l_c} \right)^2 R_c^2 (1 - \cos \theta) \exp \left[ \frac{-(E + \Delta G^*)}{k_B T} \right], \quad (14)$$

где  $0^\circ < \theta < 90^\circ$ , свободная энергия Гиббса  $\Delta G^*$  определяется формулой (5), а величина  $R_c$  – формулой (4).

## 2. Результаты и обсуждение

Численные расчеты проведены для алюминия, модифицированного нитридом титана, имеющего форму кристаллов, близкую к кубической. Теплофизические характеристики металла и исходные данные приняты следующими [21]:  $T_s = 933$  К,  $\rho = 2600$  кг/м<sup>3</sup>,  $\kappa = 4 \cdot 10^5$  Дж/кг,  $D_0 = 10^{-7}$  м<sup>2</sup>/с,  $E = 4,2 \cdot 10^{-20}$  Дж,  $\sigma_{12}^\infty = 0,093$  Дж/м<sup>2</sup>,  $l_a = 2,86 \cdot 10^{-10}$  м,  $l_c = 4235 \cdot 10^{-10}$  м,  $l_p = (30 \dots 90) \cdot 10^{-9}$  м,  $m_p = 0,1$  % по массе,  $\rho_p = 5440$  кг/м<sup>3</sup>,  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж · К<sup>-1</sup>. Значения переохлаждения и угла смачивания варьировались с учетом экспериментальных данных [22].

На рис. 2 приведены зависимости критической энергии Гиббса  $\Delta G^*$  (а) и скорости образования зародышей в единице объема расплава  $I$  (б) от краевого угла смачивания  $\theta$ . В данном случае размер наночастицы составлял  $l_p = 4,23 \cdot 10^{-8}$  м, переохлаждение  $\Delta T = 2$  К, расчеты проводились при трех значениях относитель-

ного параметра  $2\delta/R_0 = 0; 0,007; 0,05$ . Из формулы (5) следует, что учет размерного фактора в выражении для поверхностного натяжения должно приводить к уменьшению значения энергии образования гетерогенного зародыша, что, в свою очередь, способствует увеличению скорости образования зародышей. Графики, построенные для первых двух случаев, когда влияние размерного фактора на поверхностное натяжение на границе расплав-зародыш не учитывалось ( $\delta = 0$ ), либо когда параметр Толмена принимался равным по порядку величины диаметру атома расплава ( $\delta = l_a$ ,  $2\delta/R_0 = 0,007$ ), совпадают (кривые 1 на рис. 2, а и б). Таким образом, можно считать, что при очень малом значении  $2\delta/R_0 < 0,01$  размерный фактор в выражении для поверхностного натяжения практически не влияет на свободную энергию и скорость образования зародышей. Значение безразмерного параметра  $2\delta/R_0 = 0,05$  можно считать предельным, поскольку при выводе формулы (4) на эту величину накладывалось условие малости  $4\delta/R \ll 1$ . Кривые 2 на рис. 2, а и б иллюстрируют максимально возможное влияние размерного фактора на критическую энергию Гиббса и скорость зародышеобразования. На графиках видно, что наибольшие скорости зародышеобразования  $I \gg 10^{10} \text{ с}^{-1} \text{ м}^{-3}$  имеют место при углах смачивания  $\theta < 12$  град.

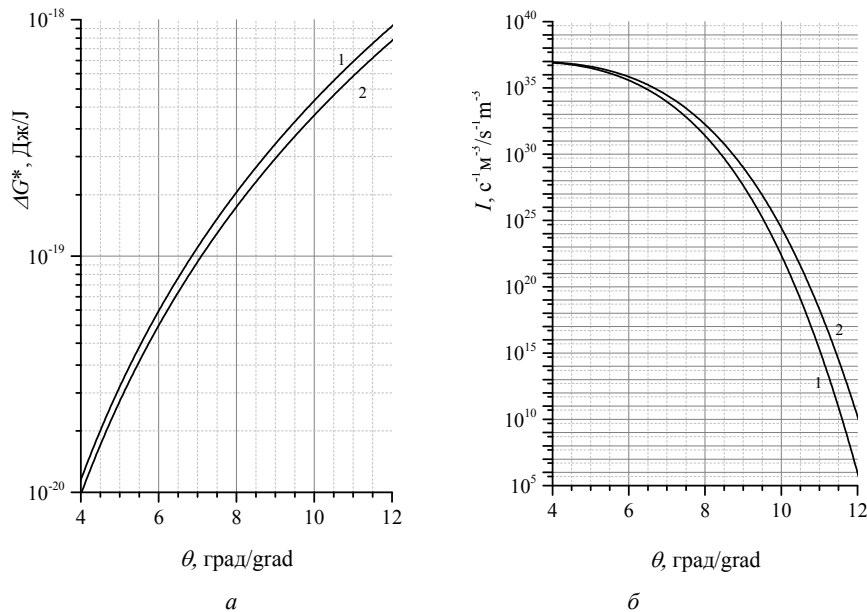


Рис. 2 – Зависимость энергии образования критического зародыша (а) и скорости зародышеобразования (б) от угла смачивания при  $2\delta/R_0 = 0,007$  – кривая 1,  $2\delta/R_0 = 0,05$  – кривая 2

Fig. 2 – Dependences of critical Gibbs energy (a) and nucleation rate (b) on the wetting angle at  $2\delta/R_0 = 0.007$  – curve 1,  $2\delta/R_0 = 0.05$  – curve 2

Зависимость скорости зародышеобразования от размера наноподложки (рис. 3) также рассчитывалась при трех значениях параметра Толмена, угол смачивания был выбран равным  $\theta = 10^\circ$ , переохлаждение  $\Delta T = 2$  К. Анализ расчетных кривых

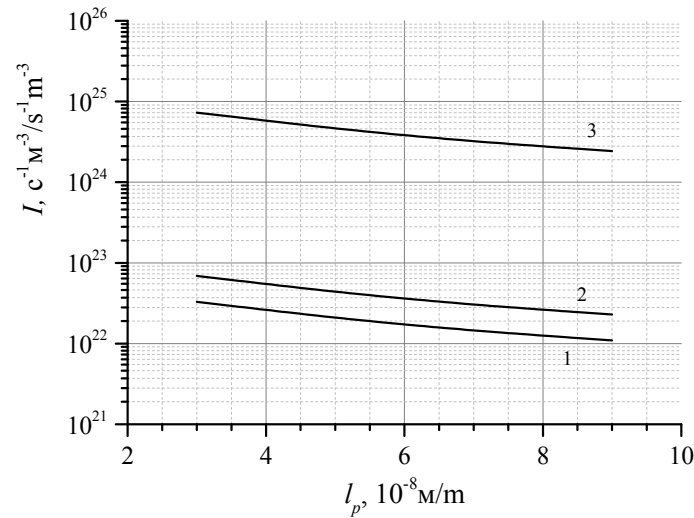


Рис. 3 – Зависимость скорости зародышеобразования от размера наноподложки при  $2\delta/R_0 = 0$  – кривая 1,  $2\delta/R_0 = 0,007$  – кривая 2,  $2\delta/R_0 = 0,05$  – кривая 3

Fig. 3 – Dependence of the nucleation rate on the size of nanosubstrate at  $2\delta/R_0 = 0$  – curve 1,  $2\delta/R_0 = 0.007$  – curve 2,  $2\delta/R_0 = 0.05$  – curve 3

показывает, что малый параметр Толмена ( $2\delta/R_0 < 0,01$ ) слабо влияет на скорость зародышеобразования (кривые 1 и 2), а уменьшение размера кубической наноподложки при фиксированном значении массовой доли материала подложек в расплаве приводит к ее росту.

### Заключение

Предложена математическая модель гетерогенного зарождения твердой фазы на высокоактивированных смачиваемых нанозатравках. Получены аналитические выражения для критического радиуса, энергии образования и скорости зарождения центров кристаллизации на ультрадисперсных затравках (наночастицах), позволяющие исследовать влияние размерных и капиллярных эффектов на процессы зародышеобразования в переохлажденном расплаве. Установлено, что учет размерной зависимости поверхностного натяжения на границе зародыш – расплав существенно влияет на процессы зародышеобразования при соотношении параметра Толмена к критическому радиусу  $2\delta/R_0 > 0,01$ . Увеличение дисперсности нанозатравок повышает скорость зарождения твердой фазы. Однако наибольшее влияние на эту величину оказывает смачиваемость частиц. Это обуславливает необходимость плакирования частиц соответствующими металлами, которые повышают смачиваемость и адсорбционные свойства их поверхности.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Упрочнение металлических, полимерных и эластомерных материалов ультрадисперсными порошками / М.Ф. Жуков, И.Н. Черский, А.Н. Черепанов, Н.А. Коваленко, В.П. Сабуров, Г.В. Галевский, О.А. Андрианова, Г.Г. Крушенко. – Новосибирск: Наука, 1999. –307 с. – (Низкотемпературная плазма; т. 14).

2. Модифицирование сталей и сплавов дисперсными инокуляторами / В.П. Сабуров, Е.Н. Еремин, А.Н. Черепанов, Г.Н. Миннеханов. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2002. – 212 с.
3. Нанопорошковые технологии в машиностроении / В.В. Москвичев, Г.Г. Крушенко, А.Е. Буров, И.В. Усков, Е.Н. Федорова. – Красноярск: Изд-во СФУ, 2013. – 186 с.
4. **Turnbull D.** Theory of catalysis of nucleation by surface patches // *Acta Metallurgica*. – 1953. – Vol. 1 (1). – P. 8–14.
5. **Fletcher N.H.** Size effect in heterogeneous nucleation // *The Journal of Chemical Physics*. – 1958. – Vol. 29 (3). – P. 572–576.
6. **Чалмерс Б.** Теория затвердевания. – М.: Металлургия, 1968. – 288 с.
7. **Maxwell I., Hellawell A.** A simple model for grain refinement during solidification // *Acta Metallurgica*. – 1975. – Vol. 23 (2). – P. 229–237.
8. **Фольмер М.** Кинетика образования новой фазы. – М.: Наука, 1986. – 206 с.
9. **Greer A.L.** Overview: application of heterogeneous nucleation in grain-refining of metals // *The Journal of Chemical Physics*. – 2016. – Vol. 145 (21). – P. 211704. – DOI: 10.1063/1.4968846.
10. **Qian M.** Heterogeneous nucleation on potent spherical substrates during solidification // *Acta Materialia*. – 2007. – Vol. 55 (3). – P. 943–953.
11. A novel method to achieve grain refinement in aluminum / K. Wang, H. Jiang, Q. Wang, B. Ye, W. Ding // *Metallurgical and Materials Transactions A*. – 2016. – Vol. 47. – P. 4788–4794. – DOI: 10.1007/s11661-016-3668-3.
12. Heterogeneous nucleation and grain growth of inoculated aluminium alloys: an integrated study by in-situ X-radiography and numerical modeling / Y. Xu, D. Casari, Q. Du, R.H. Mathiesen, L. Arnberg, Y. Li // *Acta Materialia*. – 2017. – Vol. 140. – P. 224–239. – DOI: 10.1016/j.actamat.2017.08.053.
13. **Liu Z.** Review of grain refinement of cast metals through inoculation: theories and developments // *Metallurgical and Materials Transactions A*. – 2017. – Vol. 48. – P. 4755–4776. – DOI: 10.1007/s11661-017-4275-7.
14. **Черепанов А.Н., Попов В.Н., Солоненко О.П.** Объемная кристаллизация капли никеля, содержащей тугоплавкие наночастицы, при соударении с подложкой // *ПМТФ*. – 2006. – Т. 47, № 1. – С. 29–34.
15. **Cherepanov A., Cherepanova V., Manolov V.** To theory of crystallization of nanomodified alloy // *AIP Conference Proceedings*. – 2017. – Vol. 1893. – Art. 030114. – DOI: 10.1063/1.5007572.
16. **Cherepanova V.K., Cherepanov A.N.** On heterogeneous nucleation in a supercooled melt // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2018. – Vol. 1105, N 1. – P. 012050. – DOI: 10.1088/1742-6596/1105/1/012050.
17. On crystallization of a metal inoculated with nanoparticles / A. Cherepanov, V. Cherepanova, V. Manolov, L. Yovkov // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2018. – Vol. 1115, N 4. – P. 042042. – DOI: 10.1088/1742-6596/1115/4/042042.
18. **Ребиндер П.А.** Модифицирование металлов // *Качественная сталь*. – 1939. – № 3. – С. 31–34.
19. **Tolman R.C.** The effect of droplet size on surface tension // *The Journal of Chemical Physics*. – 1949. – Vol. 17, N 3. – P. 333–337.
20. **Флемингс М.** Процессы затвердевания. – М.: Мир, 1977. – 423 с.
21. **Зиновьев В.Е.** Теплофизические свойства металлов при высоких температурах. – М.: Металлургия, 1989. – 384 с.
22. **Роров S., Manolov V., Cherepanov A.** Mathematical modeling of crystallization of metal alloys // *Comptes rendus de l'Academie bulgare des Science*. – 2012. – Vol. 65, N 4. – P. 441–448.

**MODEL OF HETEROGENOUS NUCLEATION  
ON CUBIC NANOPARTICLES****Cherepanova V.K.<sup>1,2</sup>, Cherepanov A.N.<sup>2</sup>**<sup>1</sup> *Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*<sup>2</sup> *Khristianovich Institute of Theoretical and Applied Mechanics SB RAS,  
Novosibirsk, Russia*

A mathematical model of heterogeneous nucleation of a solid phase on highly activated wetted nanosubstrates of cubic form is proposed. This model is based on the classical thermodynamic approach. In accordance with the classical approach to describing the process of heterogeneous nucleation, it is assumed that critical nuclei have the shape of a spherical segment, and can be located on all six faces of a cubic seed particle. In the framework of the proposed model, we have obtained new expressions for the energy of formation and the rate of nucleation of crystallization centers on cubic nanoseeds which take into account the influence of size and capillary effects. Numerical experiments were carried out for an aluminum melt modified with nanoparticles of titanium nitride (TiN). The results of calculations show that the wettability of the surface of the nanoparticle has the greatest influence on the process of heterogeneous nucleation. An increase in the dispersion of nanosubstrates increases the nucleation rate of the solid phase. Taking into account the size dependence of the surface tension at the nucleus-melt interface significantly affects the nucleation processes only when the ratio of the Tolmen parameter to the critical radius is  $2\delta/R_0 > 0.01$ . This study is of interest for the development of a mathematical model of heterogeneous crystallization describing the processes of structure formation in metals and alloys modified by refractory nanoparticles.

*Keywords:* heterogeneous nucleation, nanoparticles, nanomodification, capillary effects, grain refinement, cubic substrates, mathematical model.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-7-17

## REFERENCES

1. Zhukov M.F., Cherskii I.N., Cherepanov A.N., Kovalenko N.A., Saburov V.P., Galevskii G.V., Andrianova O.A., Krushenko G.G. *Uprochnenie metallicheskih, polimernykh i elastomernykh materialov ul'tradispersnymi poroshkami* [Polymeric and elastomeric materials by ultradispersed powders of plasma-chemical synthesis]. Novosibirsk, Nauka Publ., 1999. 307 p.
2. Saburov V.P., Eremin E.N., Cherepanov A.N., Minnekhanov G.N. *Modifitsirovanie staley i splavov dispersnymi inokulyatorami* [Modification of steels and alloys by dispersed inoculators]. Omsk, Omsk State Technical University Publ., 2002. 212 p.
3. Moskvichev V.V., Krushenko G.G., Burov A.E., Uskov I.V., Fedorova E.N. *Nanoporoshkovye tekhnologii v mashinostroenii* [Nanopowder technologies in mechanical engineering]. Krasnoyarsk, SFU Publ., 2013. 186 p.
4. Turnbull D. Theory of catalysis of nucleation by surface patches. *Acta Metallurgica*, 1953, vol. 1 (1), pp. 8–14.
5. Fletcher N.H. Size effect in heterogeneous nucleation. *The Journal of Chemical Physics*, 1958, vol. 29 (3), pp. 572–576.
6. Chalmers B. *Principles of solidification*. New York, Wiley, 1964 (Russ. ed.: Chalmers B. *Teoriya zatverdevaniya*. Moscow, Metallurgiya Publ., 1968. 288 p.).
7. Maxwell I., Hellawell A. A simple model for grain refinement during solidification. *Acta Metallurgica*, 1975, vol. 23 (2), pp. 229–237.
8. Volmer M. *Kinetik der Phasenbildung*. Dresden, Leipzig, T. Steinkopff, 1939. 220 p. (Russ. ed.: Folmer M. *Kinetika obrazovaniya novoi fazy*. Moscow, Nauka Publ., 1986. 206 p.).
9. Greer A.L. Overview: application of heterogeneous nucleation in grain-refining of metals. *The Journal of Chemical Physics*, 2016, vol. 145 (21), p. 211704. DOI: 10.1063/1.4968846.
10. Qian M. Heterogeneous nucleation on potent spherical substrates during solidification. *Acta Materialia*, 2007, vol. 55 (3), pp. 943–953.

11. Wang K., Jiang H., Wang Q., Ye B., Ding W. A novel method to achieve grain refinement in aluminum. *Metallurgical and Materials Transactions A*, 2016, vol. 47, pp. 4788–4794. DOI: 10.1007/s11661-016-3668-3.
12. Xu Y., Casari D., Du Q., Mathiesen R.H., Arnberg L., Li Y. Heterogeneous nucleation and grain growth of inoculated aluminium alloys: an integrated study by in-situ X-radiography and numerical modeling. *Acta Materialia*, 2017, vol. 140, pp. 224–239. DOI: 10.1016/j.actamat.2017.08.053.
13. Liu Z. Review of grain refinement of cast metals through inoculation: theories and developments. *Metallurgical and Materials Transactions A*, 2017, vol. 48, pp. 4755–4776. DOI: 10.1007/s11661-017-4275-7.
14. Cherepanov A.N., Popov V.N., Solonenko O.P. Volume crystallization of a nickel droplet containing refractory nanoparticles upon its impact onto a substrate. *Journal of Applied Mechanics and Technical Physics*, 2006, vol. 47, no. 1, pp. 22–26. DOI: 10.1007/s10808-006-0003-6. Translated from *Prikladnaya mekhanika i tekhnicheskaya fizika*, 2006, vol. 47, no. 1, pp. 29–34.
15. Cherepanov A., Cherepanova V., Manolov V. To theory of crystallization of nanomodified alloy. *AIP Conference Proceedings*, 2017, vol. 1893, no. 1, art. 030114. DOI: 10.1063/1.5007572.
16. Cherepanova V.K., Cherepanov A.N. On heterogeneous nucleation in a supercooled melt. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, vol. 1105, no. 1, p. 012050. DOI: 10.1088/1742-6596/1105/1/012050.
17. Cherepanov A., Cherepanova V., Manolov V., Yovkov L. On crystallization of a metal inoculated with nanoparticles. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, vol. 1115, no. 4, p. 042042. DOI: 10.1088/1742-6596/1115/4/042042.
18. Rebinder P.A. Modifitsirovanie metallov [Metal modification]. *Kachestvennaya stal' – Fine steel*, 1939, no. 3, pp. 31–34. (In Russian).
19. Tolman R.C. The effect of droplet size on surface tension. *The Journal of Chemical Physics*, 1949, vol. 17, no. 3, pp. 333–337.
20. Flemings M.C. *Solidification processing*. New York, McGraw-Hill, 1974. 364 p. (Russ. ed.: Flemings M. *Protsessy zatverdevaniya*. Moscow, Mir Publ., 1977. 423 p.).
21. Zinov'ev V.E. *Teplofizicheskie svoystva metallov pri vysokikh temperaturakh* [Thermophysical properties of metals at high temperatures]. Moscow, Metallurgiya Publ., 1989. 384 p.
22. Popov S., Manolov V., Cherepanov A. Mathematical modeling of crystallization of metal alloys. *Comptes rendus de l'Academie bulgare des Science*, 2012, vol. 65, no. 4, pp. 441–448.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Черепанова Вера Корнилевна** – родилась в 1969 году, д-р физ.-мат. наук, доцент, профессор кафедры общей физики Новосибирского государственного технического университета, научный сотрудник ИТПМ СО РАН. Область научных интересов: процессы тепло- и массообмена, фазовые равновесия и превращения, численное моделирование минералообразующих процессов и фазовых превращений минералов. Опубликовано 50 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: vera\_cherepanova@mail.ru).

**Cherepanova Vera Kornilievna** (b. 1969) – Doctor of Sciences (Phys.&Math.), Associate Professor at NSTU, researcher at ITAM SB RAS. Her research interests are currently focused on processes of heat and mass transfer, phase equilibria and transitions, numerical modeling of mineral formation processes and phase transitions of minerals. She is author of 50 scientific papers. (Address: Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vera.k.cherepanova@gmail.com).





**Черепанов Анатолий Николаевич** – родился в 1938 году, д-р физ.-мат. наук, профессор, главный научный сотрудник ИТПМ СО РАН. Область научных интересов: математическое моделирование в естественных науках, механика технологических процессов, новые конструкционные материалы и покрытия, фазовые равновесия и превращения, газо- и гидродинамика технических и природных систем. Опубликовано 250 научных работ. (Адрес: 630090, Россия, Новосибирск, ул. Терешковой, дом 6. E-mail: [ancher@itam.nsc.ru](mailto:ancher@itam.nsc.ru)).

**Cherepanov Anatoliy Nikolaevich** (b. 1938) – Doctor of Sciences (Phys.&Math.), Professor, principal researcher at ITAM SB RAS. His research interests are currently focused on mathematical modeling in natural sciences, mechanics of technological processes, new constructional materials and coverings, phase equilibria and transitions, gaso-and hydrodynamics of technical and natural systems. He is author of 250 scientific papers. (Address: 6 house, Tereshkova street, Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: [ancher@itam.nsc.ru](mailto:ancher@itam.nsc.ru)).

*Статья поступила 07 марта 2019 г.  
Received March 07, 2019*

---

To references:

Cherepanova V.K., Cherepanov A.N. Model' geterogenogo zarodysheobrazovaniya na kubicheskikh nanochastitsakh [Model of heterogenous nucleation on cubic nanoparticles]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 7–17. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-7-17.

УДК 621.396.678

**ДВУХДИАПАЗОННЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДИПОЛЬНОГО ВИДА  
С КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ****С.А. Алексейцев, А.П. Горбачев***Новосибирский государственный технический университет*

Рассматривается возможность проектирования двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием излучающих проводников. Их возбуждение осуществляется через печатное симметрирующее устройство, противофазные выходы которого соединены с удаленными концами печатных проводников. Симметрирующее устройство включает в себя щелевой делитель мощности и электромагнитно связанные полосковые линии, к одной из которых подведен источник высокочастотного гармонического сигнала. Излучатель выполнен на диэлектрической подложке с толщиной 1,5 мм и относительной диэлектрической проницаемостью 2,5, по физическим свойствам моделирующей стандартный российский диэлектрик ФАФ-4. Показано, что параллельное подключение низкочастотного и высокочастотного диполей в точки разнополярных выходов симметрирующего блока позволяет получить двухдиапазонный режим излучения. Низкочастотный диполь выполнен в форме меандра с целью добиться минимальных габаритных размеров излучателя. Работа построена на обобщении результатов точного аналитического решения внутренней задачи тонкого электрического вибратора с концевым возбуждением на двухдиапазонный вариант.

В первой части работы кратко рассмотрены основные положения решения внутренней задачи тонкого электрического вибратора для случая концевого возбуждения проводников. Далее, руководствуясь общностью результатов для одночастотного и двухчастотного вариантов данного излучателя, и при использовании современного пакета электродинамического моделирования WIPL-D была сформирована эскизная модель двухдиапазонного излучателя, где низкочастотный и высокочастотный диполи расположены параллельно друг другу.

Во второй части работы приведены результаты моделирования системы двухдиапазонного излучателя и симметрирующего устройства и сделаны некоторые выводы с позиции обобщения полученных результатов на класс двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым питанием с измененными геометрическими параметрами, что делает возможным регулировку центральных частот согласования.

*Ключевые слова:* диполь, двухдиапазонный дипольный излучатель, концевое питание, подложка, согласование, симметрирующее устройство, поверхностный ток, диаграмма направленности.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30

**Введение**

Класс дипольных излучателей, как один из наиболее распространенных видов антенн [1], вот уже без малого полтора столетия пополняется новыми геометрическими вариациями, призванными решить ту или иную задачу для конкретных технических приложений. Известны предложенные геометрии дипольного излучателя для увеличения его широкополосности [2], разнеса частот согласования [3] и т. п. Этот список очень разнообразен и непрерывно растет.

---

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования в рамках базовой части государственного задания (код проекта: 8.6847.2017/БЧ).

Сама структура дипольных антенн, однодиапазонных или двух/многодиапазонных, как правило, сочетает в себе полуволновый дипольный возбудитель линейного или петлевого типа и симметрирующее устройство (СУ), при этом, само СУ может проектироваться таким образом, чтобы его противофазные выходы возбуждали смежные клеммы диполя (центральное возбуждение) или отдаленные (центрально-концевое или концевое возбуждение).

В данной работе рассматривается двухдиапазонный вариант печатной антенны дипольного вида с концевым питанием. Известен ряд работ [4, 5], в которых авторами с достаточной глубиной исследуется данный тип возбуждения диполей. Однако данные работы рассматривают одночастотный режим работы, иными словами, любой из предложенных излучателей дипольного вида характеризуется одной парой плеч диполя, тогда как двухдиапазонный режим работы данного вида антенн только апробируется. Объемлющее аналитическое исследование дипольного излучателя с концевым питанием проделано лишь для относительно простых геометрических конструкций (линейный электрический вибратор) и то – с необходимыми допущениями.

Следует также отметить, что вопрос концевого и центрально-концевого возбуждения излучателей дипольного вида стоит немного в стороне от наиболее распространенного центрального возбуждения, когда питание подается на смежные, близкорасположенные по сравнению с длиной волны концы диполя. Вследствие этого является актуальной задача исследования двухдиапазонного режима работы излучателя дипольного вида с концевым питанием диполей с целью определения их основных характеристик, таких как распределение поверхностного тока по излучающим диполям в обоих частотных диапазонах, входного импеданса, зависимости форм ДН от фазировки диполей, что уже исследовано [6] для одночастотного варианта. В данной работе система излучателей и симметрирующее устройство размещены на прямоугольной диэлектрической подложке с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 2,5$ , схожей по физическим свойствам с российским стандартным диэлектрическим материалом ФАФ-4. Толщина металлизации принималась равной 20 мкм.

Как было отмечено выше, такая постановка вопроса продиктована недостаточной глубиной проработки данной темы не только в отечественной, но и в зарубежной литературе.

Выбор печатного исполнения двухдиапазонной антенны дипольного вида также в значительной степени продиктован их известным преимуществом перед монополярными возбудителями, заключающимися в большей степени линейности поляризации. Следует отметить, что двухдиапазонный режим накладывает более жесткие требования на работу симметрирующего устройства, в частности на его широкополосные свойства. В случае, когда проектируется одночастотный излучатель, довольно часто удается получить высокий уровень согласования антенны с питающей линией (классическим коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом), что не всегда удается в многодиапазонном режиме.

### 1. Постановка задачи

Базовой излучающей единицей предлагаемого двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием является одночастотный возбудитель с концевым питанием, показанный на рис. 1 и расположенный в декартовой системе координат (ДСК).

Здесь центральная жила 3 коаксиального кабеля соединена с входным плечом 5 симметрирующего устройства 4. Его противофазные плечи 6 и 7 соединены

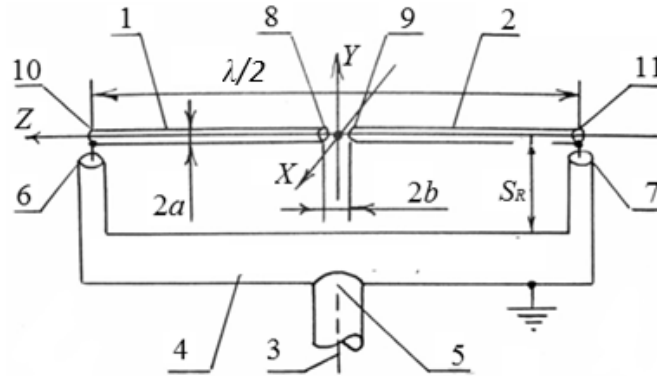


Рис. 1 – Излучатель дипольного вида с концевым питанием  
Fig. 1 – Ends-fed dipole-like antenna

с удаленными концами 10 и 11 плеч проводников 1 и 2. Величина  $S_R$  определяется конкретным типом симметрирующего устройства. Характеристики окружающего пространства описаны относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями  $\epsilon_r = 1$  и  $\mu_r = 1$ . Начало системы координат расположено на оси диполей (в центре зазора между диполями). Выполнение условия «тонкоцилиндричности» и малости зазора между плечами диполя, формально выраженное соотношением  $a \ll l$ ,  $a \ll \lambda_c$ ,  $b \ll l$ ,  $b \ll \lambda_c$ , позволяет допустить, что, во-первых, поверхностные электрические токи на проводниках 1 и 2 имеют только продольную составляющую с комплексной амплитудой плотности тока  $J_z^{\partial}(z)$ . При этом не учитывается вклад торцевых токов на смежных концах 8 и 9. Во-вторых, касательная составляющая  $E_{\text{кас}}(z)$ , создаваемая поверхностным током, на боковой поверхности проводников 1 и 2 ( $\rho = a$ ) обращается в нуль.

## 2. Распределение поверхностного тока по плечам диполя с концевым питанием

Комплексная амплитуда поверхностного тока определяется как  $I_z^{\partial}(z) = 2\pi a J_z^{\partial}(z)$ , который существует в интервале  $-l \leq z \leq l$ . Создаваемое этим током электрическое поле в объемлющем пространстве удовлетворяет уравнениям Максвелла и граничным условиям на поверхности диполя. Как и при анализе тонкого электрического вибратора с центральным питанием [7], предполагается, что в интервале  $-l \leq z \leq l$  функция тока непрерывна по координате  $z$  и обращается в нуль на смежных концах 8 и 9. Если пренебречь величиной зазора  $b$ , то должны соблюдаться условия:

$$I_z^{\partial}(z=0) = 0, \quad (1)$$

а также

$$E_{\text{кас}}(z, \rho = a) = 0, \quad (2)$$

где  $\rho$  – расстояние от оси  $z$  до боковой поверхности проводников 1 и 2.

Далее, согласно методу анализа тонкого электрического вибратора [8], неизвестный пока ток проводимости  $I_z^{\partial}(z)$  создает в окружающем антенну простран-

стве векторный потенциал, имеющий только продольную составляющую  $A_z^3(z)$ . Продольная составляющая вектора напряженности электрического поля  $E_{\text{кас}}(z)$  связана с продольной составляющей векторного потенциала следующим соотношением [8]:

$$E_{\text{кас}}(z) = -j\omega\mu_0\mu_r A_z^3(z) + j \frac{1}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} \text{grad} \left[ \text{div}(\vec{z}_0 A_z^3(z)) \right], \quad (3)$$

где  $\epsilon_0$ ,  $\mu_0$  – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума;  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  – относительные абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика вокруг излучателя.

Формула (3) получена из общей формулы комплексной амплитуды векторной напряженности электрического поля  $\vec{E}(x, y, z)$  в произвольной точке  $P(x, y, z)$  окружающего пространства, определяемой через векторный потенциал электрического  $\vec{A}^3(x, y, z)$  и магнитного  $\vec{A}^M(x, y, z)$  токов в элементах излучателя [8]:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z) = & -j\omega\mu_0\mu_r \vec{A}^3(x, y, z) + \\ & + \frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_r} \text{grad} \left[ \text{div} \vec{A}^3(x, y, z) \right] - \text{rot} \vec{A}^M(x, y, z). \end{aligned} \quad (4)$$

Поскольку выполняется условие  $b \ll l$ , влиянием кольцевого магнитного тока в зазоре между смежными концами 8 и 9 проводников (рис. 1) можно пренебречь [4], а затем, на основании работы [9], сформировать из уравнений (3) и (4) интегро-дифференциальное уравнение относительно неизвестного пока распределения поверхностного тока проводимости вдоль проводников 1 и 2:

$$\begin{aligned} -j \frac{\omega\mu_0\mu_r}{4\pi} \int_{-l}^l I_z^3(z') \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} dz' + j \frac{1}{4\pi\omega\epsilon_0\epsilon_r} \times \\ \times \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left[ \int_{-l}^l I_z^3(z') \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} dz' \right] = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

После дополнительных преобразований и перехода к нештрихованным координатам получим усеченный вариант однородного линейного дифференциального уравнения второго порядка:

$$\frac{\partial^2 I_z^3(z)}{\partial z^2} + k^2 I_z^3(z) = 0. \quad (6)$$

Решение данного уравнения имеет вид

$$I_z(z) = C_1 y_1 + C_2 y_2 = C_1 \cos(kz) + C_2 \sin(kz). \quad (7)$$

Учитывая граничные условия на смежных концах коллинеарных плеч излучателя, приходим к окончательной функции распределения тока вдоль диполей с концевым питанием:

$$I_z(z) = \begin{cases} I_m \sin(kz), & z > 0; \\ I_m \sin(-kz), & z < 0. \end{cases} \quad (8)$$

На рис. 2 показано распределение нитевидного тока проводимости вдоль половины излучателя, имеющее закон (8). Здесь же для сравнения приведено распределение тока по полуволновому диполью с центральным питанием.

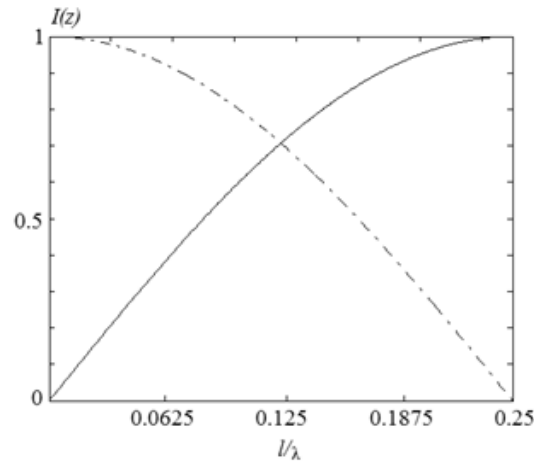


Рис. 2 – Распределение тока по диполью при центральном возбуждении (пунктир) и концевом (сплошная линия)

Fig. 2 – Current distribution along dipole when center-feeding (dashed line), and ends-feeding (continuous line)

Уравнение (8) как решение дифференциального уравнения второго порядка (6) с граничными условиями на концах проводников получено, исходя из равенства нулю параметра «тонкоцилиндричности»

$$\chi = -\frac{1}{2 \ln(ka)}, \quad (9)$$

предел которого стремится к нулю при бесконечно малом радиусе диполя:

$$\lim_{a \rightarrow 0} \chi = 0. \quad (10)$$

Важно учитывать, что данный закон на этапе его конечной формулировки не может считаться полностью справедливым для случая печатной реализации излучателя, а тем более, неизвестен его точный вид для системы близкорасположенных коллинеарных излучателей дипольного вида, поскольку в данной сложной задаче требуется учет взаимного влияния излучателей и вызванное им перераспределение заряда по проводникам. Однако при соблюдении ряда условий относительно геометрии излучателей и их взаимного расположения возможна такая их пространственная компоновка, при которой на этапе эскизного проектирования можно допустить схожее с (8) распределение тока при многодипольном исполнении.

Решение внешней задачи, согласно [8], формируется в терминах определения уравнения диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне с учетом первых двух членов разложения радикала разностного вектора  $\vec{R}_S^* = \vec{R} - \vec{z}'$  (рис. 3) в ряд Тейлора.

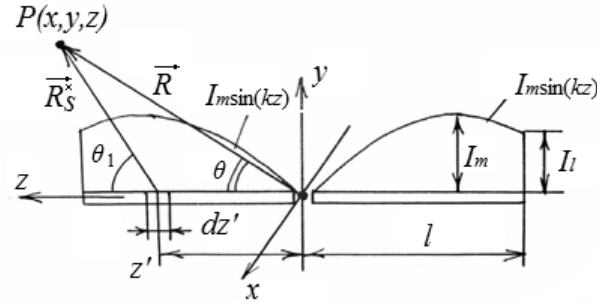


Рис. 3 – К определению разностного вектора в произвольной точке наблюдения

Fig. 3 – For defining the differential vector at arbitral point

Для участка  $dz'$  разбиения в сферической системе координат имеем дифференциал поля в дальней зоне (Фраунгфера):

$$d\vec{E} = \bar{\theta}_0 dE_\theta = \bar{\theta}_0 j \frac{kWI_z(z')dz'}{4\pi} \sin\theta_1 \frac{e^{-jkR_S^*}}{R_S^*}. \quad (11)$$

$$d\vec{H} = \bar{\varphi}_0 dH_\varphi = \bar{\varphi}_0 \frac{dE_\theta}{W} = \bar{\varphi}_0 j \frac{kI_z(z')dz'}{4\pi} \sin\theta_1 \frac{e^{-jkR_S^*}}{R_S^*}. \quad (12)$$

Далее, выполнив вычисления интеграла по непрерывной координате  $z$ , имеем в дальней зоне две компоненты итогового поля излучателя дипольного вида с концевым питанием:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = \bar{\theta}_0 E_\theta(R, \theta, \varphi) = \bar{\theta}_0 j \frac{WI_m}{2\pi} \frac{Q}{\sin\theta} \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (13)$$

где

$$Q = 1 - \cos(kl \cos\theta) \cos(kl) - \sin(kl \cos\theta) \cos\theta \sin(kl) \quad (14)$$

и

$$\vec{H}(R, \theta, \varphi) = \bar{\varphi}_0 \frac{E_\theta(R, \theta, \varphi)}{W} = \bar{\varphi}_0 j \frac{I_m Q}{2\pi \sin\theta} \frac{e^{-jkR}}{R}. \quad (15)$$

Формулы (13) и (15) свидетельствуют о линейной поляризации волн рассматриваемого излучателя, обладающего всенаправленными свойствами в плоскости  $xOy$  вектора напряженности  $\vec{H}$  магнитного поля.

### 3. Двухдиапазонный излучатель дипольного вида

Обобщение аналитической модели тонкого электрического вибратора с центральным питанием на вибратор с концевым возбуждением играет ключевую роль в анализе антенн с использованием последнего. В связи с появлением дополнительных степеней свободы возникает широкий класс задач, связанных с проектированием двух/многодиапазонных излучателей дипольного вида с концевым питанием.

Переходя к анализу двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием, следует учитывать, что, во-первых, перераспределение заряда на дипо-

лях приведет к тому, что не будет в строгом виде выполняться (8) и соответственно (13) и (14), что также вызовет изменение комплексного входного импеданса диполей.

Во-вторых, при большом разное излучаемых частот СУ должно согласовывать волновое сопротивление подводящей линии и реальную часть входного импеданса диполей в широкой полосе, перекрывающей диапазон разности частот излучения. Имея широкополосное СУ с далеко отстоящими друг от друга выходами (полуволна на средней частоте диапазона или более), может быть осуществлена следующая пространственная компоновка излучателей с концевым питанием (рис. 4), в которой возможно многоэлементное исполнение, когда излучающие элементы занимают позиции, как при их параллельном переносе вдоль какой-либо из осей декартовой системы координат.

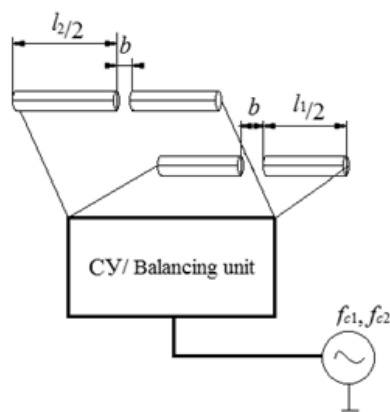


Рис. 4 – Возможная для двухдиапазонной антенны пространственная компоновка излучателей дипольного вида с концевым питанием ( $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  – центральные частоты рабочих диапазонов)

Fig. 4 – Possible spatial arrangement of ends-fed dipole-like radiators when designing dual-band antenna ( $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  – working bands central frequencies)

Здесь плечи излучателей имеют разные длины для обеспечения многодиапазонного режима работы, при этом зазор  $b$  остается фиксированным. При плоскостном исполнении все излучающие элементы необходимо разместить в одной плоскости либо с разных сторон подложки таким образом, чтобы зазор между смежными концами проводников был одинаков для всех пар плеч диполей, чтобы обеспечить соблюдение требований ( $b \ll l, b \ll \lambda_c$ ). В предыдущем разделе показано, что перестановка точек возбуждения плеч линейного электрического вибратора, для которого выполняются требования «тонкоцилиндричности», ведет к изменению аналитической формы записи распределения тока по вибратору, образуя пучности тока на удаленных концах. Данные результаты являются следствием обобщения процедуры аналитического вывода распределения тока по диполью при центральном питании его плеч.

В данной работе предлагается свернуть низкочастотный излучатель в меандр, а высокочастотный оставить прямым (рис. 5). Благодаря этому для низкочастотного меандра наблюдается укорочение размера от 25 до 50 %, что позволяет уменьшить габаритный размер излучателя или, что эквивалентно, уменьшить резонансную частоту при сохранении габаритных размеров. Сами излучатели расположены при этом симметрично относительно середины зазора  $b$ , что обеспечивает совмещение направлений максимума излучения и оси  $z$  в ДСК.

На данном рисунке цифрой 1 обозначена клемма питания антенны, к которой присоединяется гальванически (другими словами: припаивается) центральный проводник (жила) коаксиального кабеля. Наружный экранирующий проводник кабеля (оплётка) припаивается к заземлённой металлизации обратной стороны подложки. Щелевой делитель мощности реализован в заземленной металлизации



в виде узкой вытянутой щели с законцовками, придающими этому фрагменту форму гантели [10]. В результате возбудитель представляет собой пару несимметричных полосковых линий и щелевой делитель мощности между ними, так что мощность от источника сигнала через щелевой делитель поступает на плечи излучателей с концевым питанием. Щелевой делитель данного типа является противофазным и допускает проектирование разнесенных в пространстве выходов с разностью фаз  $180^\circ$ .

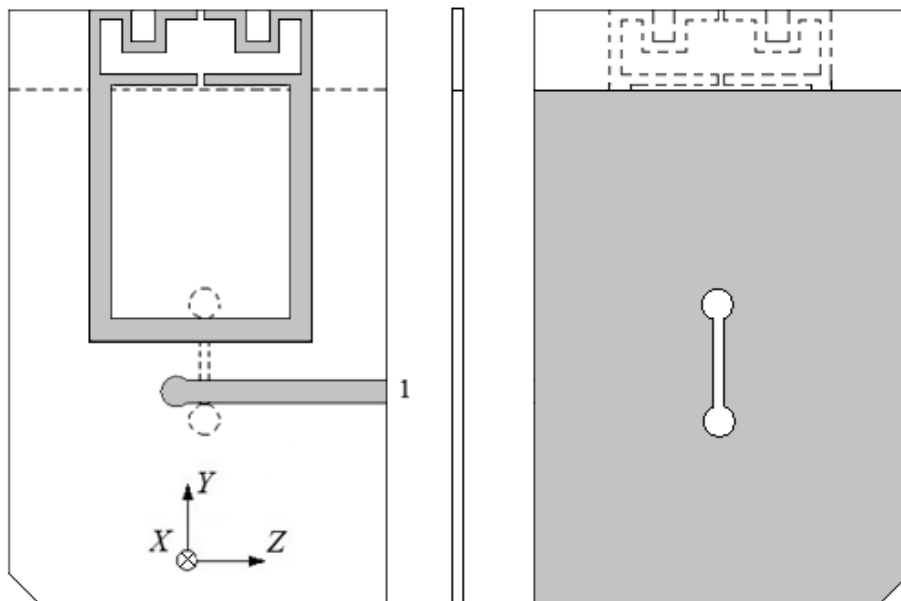


Рис. 5 – Печатная модель двухдиапазонной антенны дипольного вида с концевым питанием

Fig. 5 – The printed model of the ends-fed dual-band dipole-like antenna

Возможно также применение и других противофазных делителей мощности [11–13]. Выбор конкретной структуры делителя определяется совокупностью тактико-технических требований к проектированию двухдиапазонного излучателя. Излучающая часть образована парой диполей, один из которых свернут в меандр.

Близкое расположение высокочастотного излучателя и экрана (как можно заметить из рис. 5, зазор между нижней кромкой высокочастотного излучателя и верхней кромкой экрана пренебрежимо мал по сравнению с длиной излучателя) обеспечивает частичную компенсацию значительной емкостной составляющей полного входного импеданса дипольного излучателя с концевым питанием. Вносимая таким образом индуктивная составляющая делает возможным согласование описанной системы со стандартным коаксиальным кабелем волнового сопротивления 50 Ом.

#### 4. Результаты моделирования

На рис. 6 показана зависимость входного коэффициента отражения данного излучателя от частоты, свидетельствующая о том, что уровни согласования на краях S-диапазона достаточно высоки ( $-16,5$  и  $-21,5$  дБ соответственно). Следует отметить, что схожая частотная характеристика получается путем интеграции двух

пар плеч диполей с центральным питанием и печатного СУ типа «ласточкин хвост» [14]. С этой точки зрения возможно расширение класса печатных излучателей дипольного вида с варьируемым типом возбуждения (другими словами, число степеней свободы при проектировании системы возрастает).

Диаграммы направленности (ДН) излучателя в  $E$ -плоскости на двух частотах показаны на рис. 7.

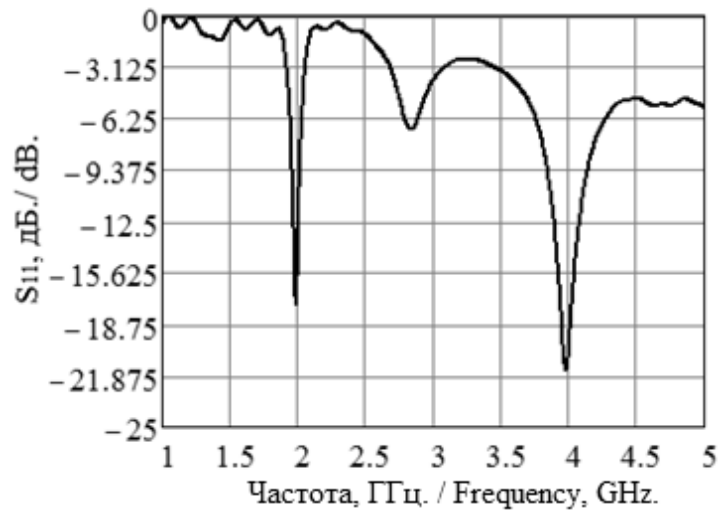


Рис. 6 – Частотная зависимость входного коэффициента отражения

Fig. 6 – Input reflection coefficient of the antenna versus frequency

На рис. 6 рабочие полосы частот по уровню согласования  $-10$  дБ для нижнего и верхнего диапазонов составили  $48,1$  МГц и  $253,3$  МГц соответственно.

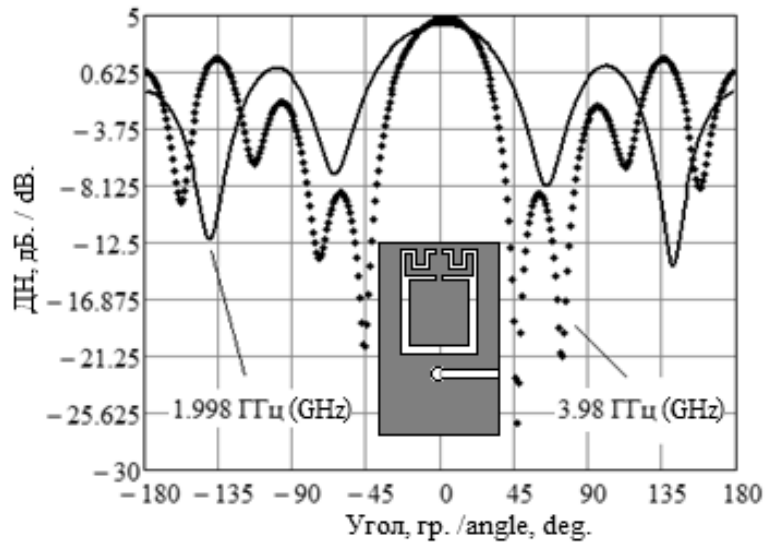


Рис. 7 – ДН двухдиапазонного излучателя дипольного вида на двух частотах в  $E$ -плоскости

Fig. 7 – Radiation patterns of the dipole-like radiator at two frequencies in  $E$ -plane

Получение приемлемых ДН на рис. 7 (направление максимума излучения лежит вдоль оси  $y$  рис. 5) в обоих диапазонах является обнадеживающим фактором, свидетельствующим о потенциальной возможности обобщения методик и подходов к проектированию двух/многодиапазонных антенн дипольного вида с центральным питанием на концевой вид возбуждения. Коэффициенты усиления (КУ) на частотах 1,998 и 3,98 ГГц составили 4,2 и 4,8 дБ соответственно. Поиск путей уменьшения уровня боковых лепестков ДН может быть рассмотрен как следующий шаг усовершенствования полученной топологии.

На рис. 8 изображены соответствующие ДН в плоскости вектора напряженности магнитного поля.

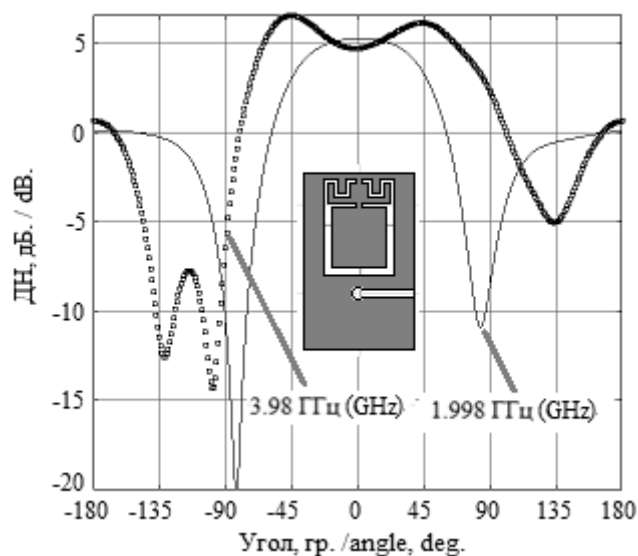


Рис. 8 – ДН двухдиапазонного излучателя дипольного вида на двух частотах в  $H$ -плоскости

Fig. 8 – Radiation patterns of the dipole-like radiator at two frequencies in  $H$ -plane

Две несимметричные линии передачи вместо одной балансной при центральном возбуждении требуют, чтобы входной импеданс излучателя с разнесенными точками питания составлял порядка удвоенного значения традиционного излучателя с центральным возбуждением, что не приведет к конструкторско-технологическим затруднениям при последующей реализации как в печатном, так и в тонкопленочном исполнении [15].

### Заключение

В работе описаны основные характеристики и принцип работы двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием, полученным из обобщения анализа тонкого электрического вибратора. Для исследования характеристик излучения было использовано широкополосное симметрирующее устройство, образованное щелевым делителем мощности и несимметричными полосковыми линиями, выходы которых разнесены на расстояние, соизмеримое с половиной длины волны на центральной частоте его диапазона. На основе электромагнитной модели, созданной в программе WIPL-D [16], были получены основные электродинамические характеристики излучателя. Уровни согласования, полученные

на краях  $S$ -диапазона, вселяют оптимизм с точки зрения проектирования «нестандартных» узлов приемопередающего тракта. Концевой метод возбуждения, примененный в работе, в настоящее время представляет определенный интерес для разработок в области радиотехнических систем и их приложений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Айзенберг Г.З.** Антенны УКВ. – М.: Связь, 1957. – 699 с.
2. Resent investigations on the volcano smoke antenna / L. Paulsen, J.B. West, W.F. Perger, J. Kraus // IEEE Transactions Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 3. – P. 845–848.
3. **Lee Y.C., Sun J.S.** Dual-band dipole antenna for RFID tag applications // Proceedings of the 38th European Microwave Conference, October 2008, Amsterdam. – Amsterdam, 2008. – P. 995–997.
4. **Бухтияров Д.А., Горбачев А.П.** Исследование дипольной антенны с концевым возбуждением, питаемой прямоугольным волноводом // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2017. – Т. 60, № 1. – С. 32–40.
5. **Бухтияров Д.А.** Анализ дипольного излучателя с концевым питанием // Международный конкурс научных работ по приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники в РФ: сборник трудов. – М.: НИИ радиоэлектроники и лазерной техники, 2012. – С. 68–76.
6. **Горбачев А.П., Зубова А.Д., Шведова А.В.** Сопротивление излучения дипольного излучателя с центрально-концевым питанием при заданной разности фаз между возбуждающими напряжениями // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014): труды XII Международной конференции, 2–4 октября 2014 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 4. – С. 23–27.
7. **Balanis C.** Linear wire antennas // Balanis C. Antenna theory: analysis and design. – 3th ed. – Hoboken, NJ, 2005. – Ch. 4. – P. 151–230.
8. **Марков Г.Т., Сазонов Д.М.** Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
9. **Кочержевский Г.Н.** Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
10. **Bialkowski M.E., Abbosh A.M.** Design of a compact UWB out-of-phase power divider // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, N 4. – P. 289–291.
11. 180° out-of-phase power divider based on double-sided parallel striplines / J.-X. Chen, C.H.K. Chin, K.W. Lau, Q. Xue // Electronic Letters. – 2006. – Vol. 42, N 21. – P. 1229–1230.
12. **Song K., Xue Q.** Novel UWB multilayer slotline power divider with bandpass response // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2010. – Vol. 20, N 1. – P. 13–15.
13. **Abbosh A.M., Bialkowski M.E., Mazierska J.** An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. – 2006. – Vol. 1. – P. 905–908.
14. **Алексейцев С.А., Горбачев А.П., Тарасенко Н.В.** Модифицированные печатные двухдиапазонные дипольные излучатели // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». – 2017. – № 3. – С. 46–50.
15. **Горбачев А.П., Тарасенко Н.В.** Двухдиапазонные директорные антенны. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 231 с. – (Монографии НГТУ).
16. **Kolundzija B.M., Ognjanovic J.S., Sarkar T.K.** WIPL-D microwave: circuit and 3D EM simulation for RF & microwave applications: software and user's manual. – Norwood, MA: Artech House, 2005. – 400 p.

#### END-FED DUAL-BAND DIPOLE-LIKE ANTENNA

**Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

A possible solution to design the central-fed dual-band dipole-like antenna is presented in the paper. The excitation of the antenna is executed via a printed balancing unit with phase inversed terminals attached to the spaced dipole arms. The balancing unit consists of a slot power divider and electromagnetically coupled strip lines, one of which is soldered to a high-frequency power

source. The antenna is placed on the dielectric substrate 1.5 mm in thickness and permittivity of 2.5, whose physical properties are similar to the Russian standard dielectric material FAF-4. It is shown that the parallel placement of low- and high-frequency dipoles to the phase inverted points of the balancing unit allows radiating in a double-frequency regime. The low-frequency dipole has a meander shape in order to minimize the overall antenna size.

This work is based on the generalization of the exact analytical solution to a single-frequency thin terminal-fed dipole antenna with extension to dual-band performance.

In the first section of the paper, the general solution to the surface current distribution of the terminal-fed dipole-like antenna is briefly considered. Then guided by similar results of this solution for one-frequency and dual-frequency versions of this antenna the analysis of the antenna initial structure was carried out in terms of electrodynamic simulation using the WIPL-D software.

In the second section, the simulation results of the dual-band terminal-fed antenna and the balancing unit system are presented. Some conclusions in terms of extrapolating the results obtained to single- and dual-band dipole antennas with tunable resonant frequencies are also made.

*Keywords:* Dipole, dual-band dipole radiator, terminal-point excitation, substrate, matching, balancing unit, surface current, radiation pattern.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30

#### REFERENCES

1. Aizenberg G.Z. *Antenny UKV* [UHF antennas]. Moscow, Svyaz' Publ., 1957. 699 p.
2. Paulsen L., West J.B., Perger W.F., Kraus J. Resent investigations on the volcano smoke antenna. *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, 2003, vol. 3, pp. 845–848.
3. Lee Y.C., Sun J.S. Dual-band dipole antenna for RFID tag applications. *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, October 2008, Amsterdam, pp. 995–997.
4. Bukhtiyarov D.A., Gorbachev A.P. Issledovanie dipol'noi anteny s kontsevym voz-buzhdeniem, pitaemoi pryamougol'nym volnovodom [Study of an end-fed dipole antenna excited by a rectangular waveguide]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radiofizika – Radiophysics and Quantum Electronics*, 2017, vol. 60, no. 1, pp. 32–40. (In Russian).
5. Bukhtiyarov D.A. [On the analysis of the terminal-fed dipole antenna]. *Mezhdunarodnyi konkurs nauchnykh rabot po prioritetyam napravleniyam razvitiya nauki, tekhnologii i tekhniki v RF* [International competition on the high-priority scientific development projects, technologies and techniques in Russian Federation]. Moscow, NII radioelektroniki i lazernoi tekhniki Publ., 2012, pp. 68–76. (In Russian).
6. Gorbachev A.P., Zubova A.D., Shvedova A.V. [Radiation resistance of the terminal-fed dipole antenna with the prescribed phase difference between excitation waves]. *Trudy XII Mezhdunarodnoi konferentsii "Aktual'nye problemy elektronogo priborostroeniya"*, APEP-2014 [12th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE-2014: Proceedings], Novosibirsk, Russia, 2–4 October 2014, vol. 4, pp. 23–27. (In Russian).
7. Balanis C. Linear wire antennas. Balanis C. *Antenna theory: analysis and design*. 3th ed. Hoboken, NJ, 2005, ch. 4, pp. 151–230.
8. Markov G.T., Sazonov D.M. *Antenny* [Antennas]. Moscow, Energiya Publ., 1975. 528 p.
9. Kocherzhevskii G.N. *Antenno-fidernye ustroystva* [Antenna devices]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1989. 352 p.
10. Bialkowski M.E., Abbosh A.M. Design of a compact UWB out-of-phase power divider. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, vol. 17, no. 4, pp. 289–291.
11. Chen J.-X., Chin C.H.K., Lau K.W., Xue Q. 180° out-of-phase power divider based on double-sided parallel striplines. *Electronic Letters*, 2006, vol. 42, no. 21, pp. 1229–1230.
12. Song K., Xue Q. Novel UWB multilayer slotline power divider with bandpass response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, vol. 20, no. 1, pp. 13–15.
13. Abbosh A.M., Bialkowski M.E., Mazierska J. An UWB planar out-of-phase power divider employing microstrip-slot and parallel stripline-microstrip transitions. *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, vol. 1, pp. 905–908.

14. Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Tarasenko N.V. Modifitsirovannye pechatnye dvukhdiapazonnye dipol'nye izluchateli [Modified printed two-band dipole radiators]. *Vestnik Kontserna VKO "Almaz-Antei" – Review letter of "Almaz-Antei" Concern*, 2018, no. 3, pp. 46–50.
15. Gorbachev A.P., Tarasenko N.V. *Dvukhdiapazonnye direktornye anteny* [Double-band Yagi antennas]. Novosibirsk, NSTU Publ, 2016. 231 p.
16. Kolundzija B.M., Ognjanovic J.S., Sarkar T.K. *WIPL-D microwave: circuit and 3D EM simulation for RF & microwave applications: software and user's manual*. Norwood, MA, Artech House, 2005. 400 p.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Алексейцев Сергей Александрович** – родился в 1994 году, аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств факультета радиотехники и электроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: исследование двухдиапазонных печатных дипольных антенн. Опубликовано 14 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: alekseytsev.94@mail.ru).

**Alekseytsev Sergey Aleksandrovich** (was born in Novosibirsk in 1994) – postgraduate student, Department of Radio Receivers and Radio Transmitters, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk. Science research interests: antennas, microwave devices, phased array antennas. He is author of 14 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: alekseytsev.@mail.ru).



**Горбачев Анатолий Петрович** – родился в 1951 году, д-р техн. наук, по специальности 05.12.21 (номенклатура специальностей 1999 года), профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств, аттестат доцента по кафедре конструирования и технологии радиоэлектронных средств факультета радиотехники и электроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: радиолокация, СВЧ-устройства, фазированные антенные решетки. Опубликовано 134 научные работы, 30 патентов, пять монографий и три учебных пособия с грифом УМО. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: apgor@ngs.ru).

**Gorbachev Anatoly Petrovich** (was born in Tumen in 1951) – Doctor of Sciences (Eng.) with major code 05.12.21 (according to the 1999 year format), Professor of Radio Receivers and Radio Transmitters department, assistant professor of Design and Technology of Radio-Electronic Devices department of Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk. Science research interests: antennas, microwave devices, phased array antennas. He is author of 134 scientific papers, 30 patents, 5 monographies, and 3 schoolbooks. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: apgor@ngs.ru).

Статья поступила 17 февраля 2019 г.  
Received February 17, 2019

## To Reference:

Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P. Dvukhdiapazonnyi izluchatel' dipol'nogo vida s kontsevyim pitaniem [End-fed dual-band dipole-like antenna]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 18–30. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-18-30.

УДК 621.31

**АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ  
НА БАЗЕ ДВИГАТЕЛЯ СТИРЛИНГА И МНОГОПОЛЮСНОЙ  
СИНХРОННОЙ МАШИНЫ****Д.Л. Калужский<sup>1</sup>, А.Д. Мехтиев<sup>2</sup>, А.С. Харитонов<sup>1</sup>,  
А.О. Дашинимаев<sup>1</sup>, Д.А. Филиппов<sup>1</sup>**<sup>1</sup> *Новосибирский государственный технический университет*<sup>2</sup> *Карагандинский государственный технический университет*

В представленной статье исследуется система автономного электроснабжения, выполненная на базе двигателя внешнего сгорания. Проанализированы условия ее работы, осуществлен выбор многополюсного синхронного генератора, разработана функциональная схема, обеспечивающая стабильное выходное напряжение при варьировании теплового режима и уровня нагрузки.

*Ключевые слова:* двигатель Стирлинга, многополюсный генератор, регулирование напряжения.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-31-43

**Введение**

Разработанный в КарГТУ двигатель Стирлинга предназначен для работы в комплексной системе обогрева и снабжения электроэнергией небольших жилых помещений, удаленных от тепло и электроцентралей. Ниже, на рис. 1 представлена структурная схема мини-ТЭЦ для отопления и энергоснабжения коттеджа площадью около 100 м<sup>2</sup>. Основным ее элементом является двигатель с внешним сгоранием, к достоинствам которого относятся его нижеследующие характеристики.

1. Способность работать на различных видах топлива, включая газ, уголь, мазут и биоресурсы.

2. Высокий КПД, достигающий 41–43 % (без учета потерь мощности на скользящих контактах) [1].

3. Малый уровень шума и высокие экологические параметры, превосходящие, как утверждает ряд литературных источников, дизельные двигатели [2, 3].

К недостаткам двигателей следует отнести следующие.

1. Существенные нелинейности выходной мощности и частоты вращения от температуры нагрева (рис. 2 и 3).

2. Низкую скорость вращения (500–2500 об/мин), что резко ухудшает энергетические и массогабаритные параметры в системе генерирования.

3. Наличие «мертвой зоны», препятствующей пуску даже многоцилиндрового двигателя Стирлинга.

Для устранения вышеперечисленных недостатков было проведено комплексное исследование патентно-информационного массива. Анализ современных технических решений позволил установить, что представленным выше требованиям в наибольшей мере удовлетворяют синхронная многополюсная машина с постоянными магнитами на роторе и дискретно-распределенной обмоткой

Вышеприведенные исследования и разработка генератора проводились по гранту МОН РК и договора, в рамках этого гранта, № 198 от 16.03.18.

© 2019 Д.Л. Калужский, А.Д. Мехтиев, А.С. Харитонов,  
А.О. Дашинимаев, Д.А. Филиппов

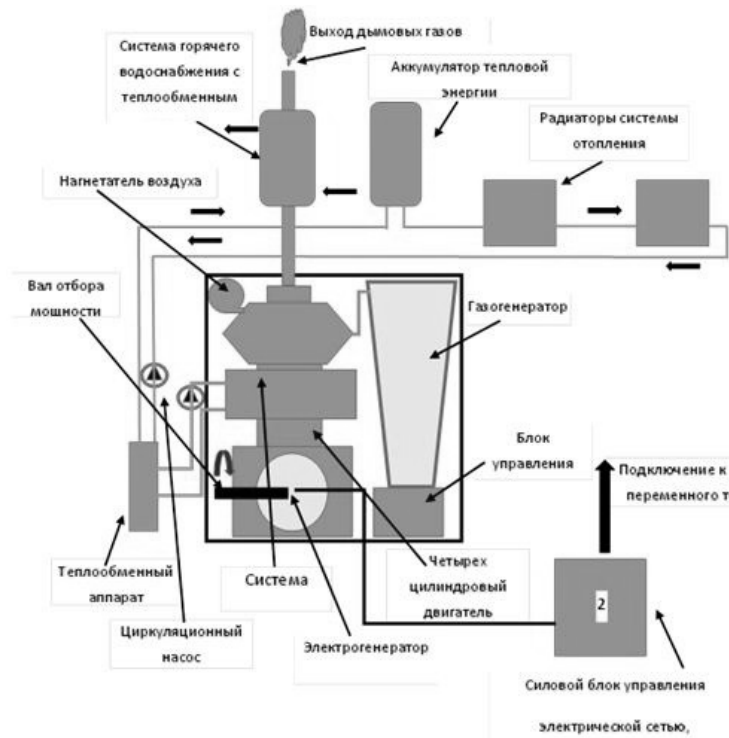


Рис. 1 – Структурная схема мини-ТЭЦ

Fig. 1 – Mini CHP block diagram

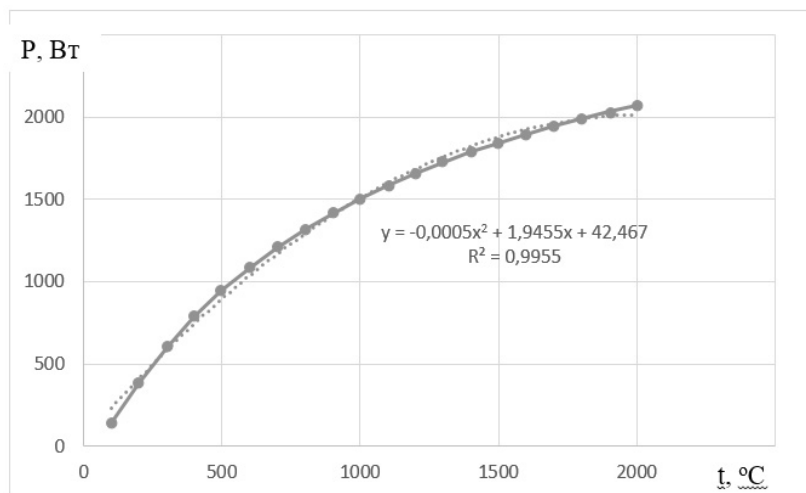


Рис. 2 – Зависимость выходной мощности от температуры нагрева

Fig. 2 – Dependence of output power on heating temperature

на статоре [4, 5], а также электрическая машина с комбинированным возбуждением [6, 7]. Первая из них, в многополюсном исполнении, обеспечивает высокий уровень электромагнитных нагрузок, существенно превышающий уровень,



достигнутый при использовании электрической машины с распределенными обмотками. Вторая – создавая опорный поток (60–85 % от максимального значения) за счет постоянных магнитов, обеспечивает широкий диапазон регулирования ЭДС (потока), за счет варьирования постоянного тока различной полярности в обмотке возбуждения. Отметим, даже если диапазон регулирования ЭДС достигает трех относительных единиц, затраты мощности в контуре возбуждения невелики и, как правило, не превышают 25–30 % от всех тепловых потерь в машине.

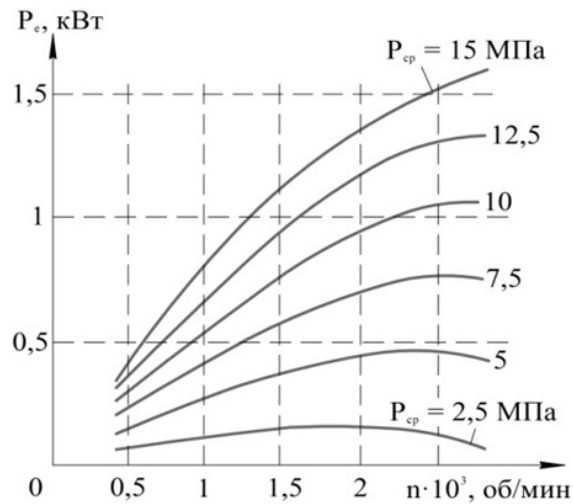


Рис. 3 – Зависимость выходной мощности от частоты вращения

Fig. 3 – Output power versus speed

Чтобы воспользоваться всеми преимуществами вышеуказанных электрических машин, была разработана конструкция [8], разрез которой представлен на рис. 4.

Машина выполнена двухпакетной. Трехфазная обмотка ( $m = 3$ ) состоит из девяти катушек, каждая из которых имеет шаг, равный зубцовому делению, и охватывает зубцы, принадлежащие разным пакетам. Число фазных зон в конструкции принято равным  $p_1 = 1$ , число согласных включенных катушек в каждой фазной зоне равно  $s = 3$ . На статоре между пакетами размещается кольцевая обмотка возбуждения. Источником для ее питания является регулируемый выпрямитель на выходе трехфазной обмотки, позволяющий варьировать постоянный ток в диапазоне значений  $-i_{max} < i_B < +i_{max}$ . На каждом пакете ротора установлены постоянные магниты одной полярности; на левом пакете магниты обращены к статору своим северным полюсом, а на правом – южным. Между магнитами на каждом пакете выполнены пассивные ферромагнитные полюсы, обеспечивающие (вместе с ферромагнитным валом) контур для замыкания потока от обмотки возбуждения.

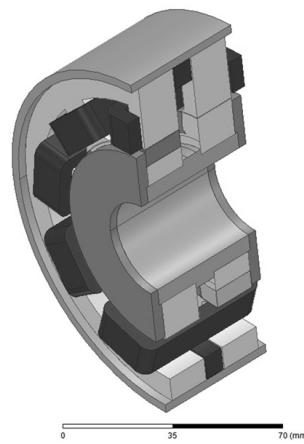


Рис. 4 – Разрез электрической машины

Fig. 4 – Section of an electric machine

### 1. Вывод уравнений

При протекании по трехфазной обмотке переменного тока каждая катушка создает МДС –  $F_1(\alpha, t)$ , для представления которой пространственными рядами Фурье требуется большое число гармоник. Чтобы повысить точность расчетов и упростить вывод конечных уравнений, воспользуемся модифицированными функциями Радемахера [9, 10], представленными на рис. 5 и имеющими следующее аналитическое описание:

$$r(\beta, p) = 1; \quad \beta + \frac{2\pi}{p}(k-1) \leq \alpha \leq \beta + \frac{\pi}{p} + \frac{2\pi}{p}(k-1);$$

$$r(\beta, p) = -1; \quad \beta + \frac{\pi}{p} + \frac{2\pi}{p}(k-1) \leq \alpha \leq \beta + \frac{2\pi}{p}(k-1).$$

где  $k = 1, 2, \dots, p$ .

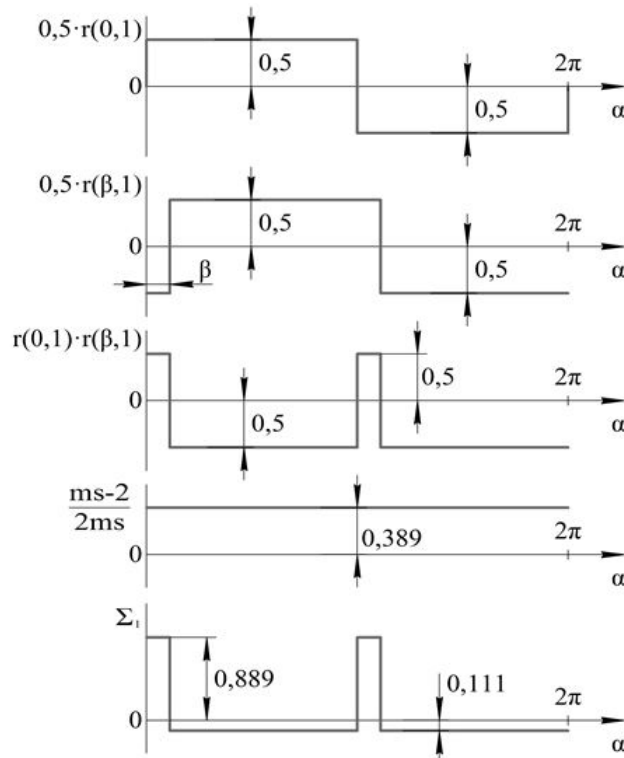


Рис. 5 – Модифицированные функции Радемахера:

$p_1$  – число фазных зон;  $s$  – число согласно включенных катушек в фазной зоне;  $m$  – число фаз;  $\alpha$  – угол вдоль внутренней поверхности статора;  $p = p_1/2 = 1$  – число периодов изменения функции Радемахера;  $\theta$  – угловое положение ротора;  $\beta$  – начальная фаза

Fig. 5 – Modified Rademacher functions:

$p_1$  – the number of phase zones;  $s$  – the number according to the included coils in the phase zone;  $m$  – the number of phases;  $\alpha$  – angle along the inner surface of the stator;  $p = p_1/2 = 1$  – the number of periods of change of the Rademacher function;  $\theta$  – the angular position of the rotor;  $\beta$  – the initial phase

Если число фаз и число катушек в фазной зоне – нечетные, то пространственно-временной закон изменения МДС одной фазы можно представить как

$$F_k(\alpha, t) = 0,5 \cdot F_k(t) \sum_{i=0}^{s-1} \{r[\beta_1 i + \beta_1 s(k-1), p_1]\} \times \rightarrow \\ \rightarrow r[\beta_1(i+1) + \beta_1 s(k-1), p_1] \times (-1)^{i+1} + (ms-2) \frac{F_k(t)}{2ms}.$$

Причем, если число фазных зон нечетное, то  $F_k(\alpha, t)$  рассматривается в интервале  $0 \leq \alpha \leq \pi$ .

Здесь

$$F_k(t) = I_m w_k \cos \left[ \omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1) \right]$$

– временная функция МДС, создаваемой одной катушкой;  $w_k$  – число витков в одной катушке трехфазной обмотки;  $\omega$  – угловая частота напряжения;

$$\beta_1 = \frac{\pi}{ms p_1}.$$

Выше, на рис. 5, показано, как формируется МДС первой катушки в фазе  $A$ .

Поле обмотки возбуждения и поле, создаваемое магнитами, с достаточной точностью можно представить в виде:

$$B_{OB}(\theta) = 0,5 \times B_{m1} [r(\theta, p_2) + r(\theta + b_2, p_2)];$$

$$B_{\text{маг}}(\theta) = 0,5 \times B_{m2} [r(\theta, p_2) + r(\theta + b_2, p_2)].$$

Здесь  $\theta$  – угловое положение ротора;

$$B_{m2} = \lambda i_b w_b$$

– максимальное значение магнитной индукции поля возбуждения, обусловленной током  $i_b$ , числом витков в обмотке возбуждения  $w_b$  и удельной магнитной проводимостью  $\lambda$  на пути потока возбуждения;  $B_{m2}$  – максимальное значение индукции, обусловленной потоком, созданным постоянными магнитами;  $p$  – число пар полюсов на роторе;  $b_2$  – ширина немагнитной вставки между пассивным полюсом и магнитом.

Для расчета взаимных индуктивностей, или потокосцеплений, создающих ЭДС в трехфазной обмотке, воспользуемся выражением для магнитной энергии:

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} \times \int_{R_1}^{R_1 + \delta_1 k_\delta} \int_0^{L_a} \int_0^{2\pi} B_2(\theta, \alpha) \times H_1(\alpha, t) r dr dy d\alpha,$$

где  $H_1(\alpha, t) = F_k(\alpha, t) / (\delta_1 k_\delta)$  – зависимость напряженности магнитного поля от времени и угла вдоль поверхности статора  $\alpha$ ;  $R_1$  – радиус статора;  $\delta_1 k_\delta$  – приведенный воздушный зазор;  $L_a$  – длина двух пакетов статора.

Выполнив необходимые операции и вынося константы, получим несколько интегральных выражений, с модифицированными функциями Радемахера, отличающихся начальными фазами:

$$A(\theta, p) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r(\theta, p_1) r(\beta_1, p') r(\theta, p_2) d\alpha. \quad (1)$$

Их исследование, проведенное в [4], показало, что при выполнении соответствующих требований  $A(\theta, p)$  представляет собой «пилообразные» функции  $PL(\beta + \theta, p)$  (рис. 6), подчиняющиеся условию:

$$PL(0, 1) = 1 - 2\theta / \pi, \quad 0 \leq \theta \leq \pi;$$

$$PL(0, 1) = -1 + 2\theta / \pi, \quad \pi \leq \theta \leq 2\pi.$$

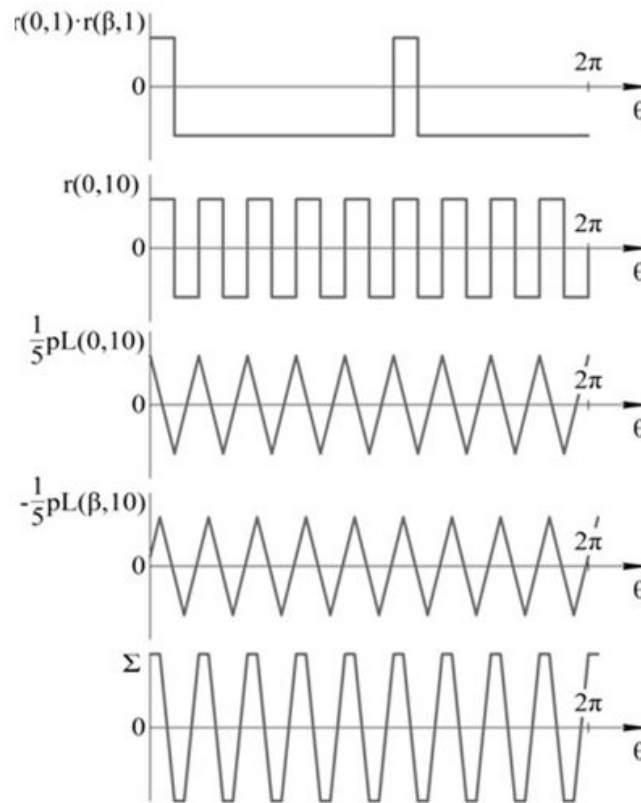


Рис. 6 – Результат графического суммирования  $PL(\theta, p_2)$  функций, описывающих взаимную индуктивность между обмоткой возбуждения и первой катушкой в фазе  $A$  трехфазной обмотки

Fig. 6 – The result of a graphical summation of the  $PL(\theta, p_2)$  functions describing the mutual inductance between the excitation winding and the first coil in phase  $A$  of the three-phase winding

Каждая «пилообразная» функция представляет собой быстроходящийся ряд Фурье, в котором высшие гармоники уменьшаются обратно пропорционально квадрату их порядкового номера:

$$PL(\theta, p) = \sum_{k=1}^{\infty} [a_{2k-1} \cos(2k-1)p\theta + b_{2k-1} \sin(2k-1)p\theta].$$

Здесь

$$a_{2k-1} = \frac{8 \cos(2k-1)\gamma}{(2k-1)^2}; \quad b_{2k-1} = \frac{8 \sin(2k-1)\gamma}{(2k-1)^2};$$

$\gamma$  – начальная фаза (угол между максимумом функции и началом координат).

Исследуя различные соотношения между числом пар полюсов на роторе  $p_2$  и числом фазных зон  $p_1$ , было выяснено, что при нечетных значениях  $m$  и  $s$  функции  $A(\theta, p)$  принимают ненулевые значения, например, когда  $p_2 = 5p_1$ .

Суммирование «пилообразных» функций с учетом их начальных фаз происходит аналогично сложению пространственных МДС отдельных катушек в распределенных обмотках, в результате чего в уравнениях индуктивностей появляются коэффициенты укорочения и распределения. В рассматриваемом случае взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и  $k$ -й фазой трехфазной обмотки будет равна

$$L_{kv}^{sr}(\theta) = \frac{16 \cdot D_a L_a \mu_0 w_k s k_{pv} k_{\beta v} w_b}{\pi v^2 \delta_1 k_\delta (ms \pm 1)} \cos v \left[ p_2 \theta + \frac{m-1}{m} \pi(k-1) \right], \quad (2)$$

где  $v$  – порядковый номер гармоники;

$$k_{\beta v} = \cos \left( \frac{v\pi}{2ms} \right) \cos \left( \frac{v\pi b_2}{2\tau} \right);$$

$$k_{pv} = \frac{\sin \left( \frac{v\pi}{2m} \right)}{s \sin \left( \frac{v\pi}{2ms} \right)}.$$

В свою очередь, потокоцепление, обусловленное наличием на роторе магнитов и наводящее ЭДС в  $k$ -й фазе, будет равно

$$\Psi_{kv}^{sr}(\theta) = \frac{16 D_a L_a w_k s k_{pv} k_{\beta v} B_0}{\pi v^2 \delta_1 k_\delta (ms \pm 1)} \cos v \left[ p_2 \theta + \frac{m-1}{m} \pi(k-1) \right]. \quad (3)$$

Здесь  $B_0$  – амплитуда магнитной индукции, созданной магнитами; знак «плюс» в (2), (3) ставится в том случае, когда  $2p_2 > ms p_1$ .

Выше, на рис. 6, представлен результат графического суммирования  $PL(\theta, p_2)$  функций, описывающих взаимную индуктивность между обмоткой возбуждения и первой катушкой в фазе  $A$  трехфазной обмотки. Как видно, зависимость  $L_{k1}^{sr}(\theta)$  близка к синусоиде, поэтому при дальнейшем анализе ограничимся только основной гармоникой.

Записав уравнения напряжений для прямой и обратной последовательности в осях, синхронно вращающихся с угловой частотой  $\omega$ , а затем, выполнив преобразования к осям  $d, q, 0$ , получим выражения:

$$u_d = p \frac{\sqrt{m}}{2} (\Psi^{sr} \pm L^{sr} i_b) + (r^s + pL^s) i_d - \omega L^s i_q,$$

$$u_q = \omega \frac{\sqrt{m}}{2} (\Psi^{sr} \pm L^{sr} i_b) + (r^s + pL^s) i_q + \omega L^s i_d.$$

позволяющие в линейной постановке задачи проводить инженерные расчеты и сравнивать различные типы электрических машин с единых позиций. Отметим, что для подтверждения адекватности полученных уравнений был проведен поверочный расчет с использованием программного продукта ANSYS, в ходе которого было получено значение потокоцепления, обусловленное магнитами, на уровне 0,028 Вб. При использовании «пилообразных» функций и модифицированных функций Радемахера вычисленное значение потокоцепления составило 0,029 Вб, что говорит о высокой точности разрабатываемого метода.

Ниже, на рис. 7, представлена структурная схема с микропроцессорной системой управления (МПСУ) силовой части для прохождения «мертвой» зоны при пуске двигателя Стирлинга и для регулирования величины ЭДС при варьировании частоты вращения и нагрузки.

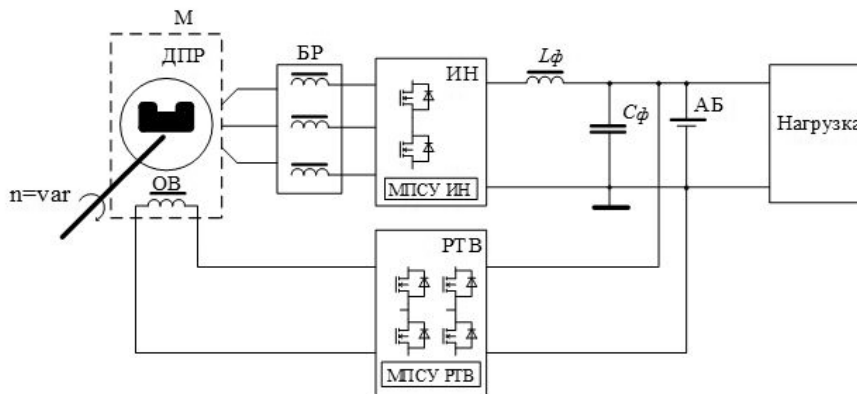


Рис. 7 – Структурная схема с микропроцессорной системой управления:

М – двигатель Стирлинга; ДПР – датчик положения ротора двигателя; ОВ – обмотка возбуждения двигателя; БР – блок реакторов; ИН – инвертор напряжения; МПСУ ИН – микропроцессорная система управления ИН; РТВ – регулятор тока возбуждения; МПСУ РТВ – микропроцессорная система управления РТВ;  $L_\phi$  и  $C_\phi$  – индуктивность и емкость выходного LC-фильтра; АБ – аккумуляторная батарея

Fig. 7 – Block diagram with microprocessor control system:

М – Stirling engine; DPR – motor rotor position sensor; OB – motor excitation winding; BR – reactor block; IN – voltage inverter; MPSU IN – microprocessor control system IN; RTV – excitation current regulator; MPSU RTV – microprocessor control system RTV;  $L_f$  and  $C_f$  – inductance and capacitance of the output LC filter; AB – rechargeable battery

Система управления работает в двух режимах, а именно в режиме электростартерного запуска и в режиме генерирования. В режиме электростартерного запуска обеспечивается двигательный режим работы, управление и электропитание осуществляются с помощью инвертора напряжения и аккумуляторной батареи.

Регулирование тока возбуждения осуществляется с заданием на ток возбуждения равным нулю.

После перехода электрической машины в режим генерирования инвертор напряжения работает как активный выпрямитель (АВ), осуществляя по определенному закону преобразование переменного напряжения в постоянное, с последующей передачей его в нагрузку. Так как синхронный генератор имеет смешанный тип возбуждения, часть потока возбуждения создается постоянными магнитами, остальная часть – током возбуждения. Соотношение составляет примерно 70 и 30 % соответственно. Регулирование величины выходного напряжения, отдаваемого в нагрузку, может осуществляться как АВ, так и током возбуждения. Наиболее оптимальным регулирование величины выходного напряжения становится при совместном управлении АВ и РТВ.

## 2. Анализ

Проанализируем полученные результаты.

1. Метод расчета синхронных электрических машин с использованием «пилообразных» функций и модифицированных функций Радемахера, позволяет в аналитическом виде и с высокой точностью записать уравнения электрического равновесия, момента и мощности.

2. Разрабатываемый метод позволяет исследовать и предлагать новые конструкции и схемы дискретно-распределенных обмоток. Так, например, идея изобретения [8] появилась в результате непосредственного анализа уравнений (1). В ходе этих же исследований наметились конструктивные варианты синхронной машины, у которой частота вращения  $n = 60f(p)^{-1}$  зависит не от числа пар полюсов на роторе  $p_2$ , а от целых чисел, определяемых как  $p = np_2$ ,  $p = p_1p_2$  и т. д. Время для решения данного вопроса связано с детальной проработкой патентно-информационного массива, а также с запросами промышленности.

3. Система управления генератором минимизирована по элементной базе. Так, после экспериментальных исследований было выявлено, что для стартерного запуска достаточно повернуть вал двигателя Стирлинга в нужном направлении на угол 25–30°. Это позволило устранить систему охлаждения силовых транзисторов в ИН. Остальные блоки системы управления также спроектированы в соответствии с критериями: минимум массы; простота реализации; низкая себестоимость.

## 3. Результаты

По результатам исследований спроектирован и изготовлен многополюсный генератор, технические параметры которого представлены ниже.

**Технические параметры многополюсного генератора**  
**Technical parameters of a multi-pole generator**

Полезная мощность, Вт	300
Максимальная частота вращения, об/мин	1500
Минимальная частота вращения, об/мин	700
Максимальный момент по S1, Нм	4,3
Ток номинальный, не более, А	7,2
Напряжение в звене постоянного тока, В	36
Число фаз	3
Число пар полюсов	5
Электрические потери в обмотке статора, Вт	60
Электрические потери в обмотке возбуждения, Вт	17
Потери в стали статора, не более, Вт	8

#### 4. Выводы

В статье приведены теоретические исследования, ставящие своей целью получение уравнений специального многополюсного генератора с комбинированным возбуждением, работающем в автономной системе электроснабжения. В качестве движителя в системе используется двигатель Стирлинга с улучшенными технико-экономическими характеристиками. Для запуска электромеханизма и преодоления «мертвой зоны» разработана структурная схема с микропроцессорной системой управления

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Уокер Г.** Машины, работающие по циклу Стирлинга: пер. с англ. – М.: Энергия, 1978. – 151 с.
2. Разработка системы водоподготовки котельных агрегатов ТОО "Караганда Энергоцентр" на основе наукоемких технологий / А.Д. Мехтиев, А.Б. Белтаев, Б.Т. Бекбаева, А.Ж. Жуматаева, Е.С. Рымханов, А.Ж. Кенжебаев, И.Ж. Маханов, Р.К. Салимов, А.Д. Алькина // *Wykształcenie i nauka bez granic – 2017: materiały XIII Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji, 07–15 grudnia 2017 roku.* – Przemysł: Nauka i studia, 2017. – Vol. 12: Techniczne nauki. – P. 71–74.
3. **Кызыров К.Б., Жакина Н.Б., Жуматаева А.Ж.** Биотопливо – один из кандидатов на роль энергетики будущего // *Интеграция науки, образования и производства – основа реализации Плана нации (Сагиновские чтения № 9): труды Международной научно-практической конференции, 22–23 июня 2017 г.* – Караганды: КарГТУ, 2017. – Ч. 2. – С. 51–52.
4. **Веселовский О.Н., Калужский Д.Л.** Уравнения электрического равновесия и момента синхронных и асинхронных двигателей с дискретно-распределенными обмотками // *Электричество.* – 2000. – № 5. – С. 31–36.
5. **Калужский Д.Л.** Электрические машины с дискретно-распределенными обмотками для низкоскоростных электроприводов // *Электротехника.* – 1997. – № 9. – С. 10–13.
6. Патент 107418 Российская Федерация. Индукторная машина переменного тока комбинированного возбуждения / Д.В. Левин, Э.Я. Лившиц, М.М. Юхнин. – № 2010146046/07; заявл. 12.11.2010; опубл. 10.08.2011, Бюл. № 22.
7. Патент 2439770 Российская Федерация. Генератор переменного тока с комбинированным возбуждением / С.Г. Воронин, А.И. Согрин, Б.А. Мурдасов, В.И. Кислицын. – № 2010141252/07; заявл. 07.10.2010; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1.
8. **Калужский Д.Л., Мехтиев А.Д., Югай В.В.** Электрическая машина с комбинированным возбуждением. Заявление о выдаче патента Республики Казахстан на изобретение № 2018/0906.1.
9. **Rademacher H.** Einige sätze über reihen von allgemeinen orthogonalfunktionen // *Mathematische Annalen.* – 1922. – Vol. 87. – P. 112–138.
10. **Голубов В.И., Ефимов А.В., Скворцов В.А.** Ряды и преобразования Уолша: теория и применение. – М.: Наука, 1987. – 344 с.



**AN AUTONOMOUS SYSTEM OF POWER GENERATION BASED  
ON THE STIRLING ENGINE AND A MULTI-POLE  
SYNCHRONOUS MACHINE**

**Kaluzhskii D.L.<sup>1</sup>, Mekhtiyev A.D.<sup>2</sup>, Kharitonov A.S.<sup>1</sup>,  
Dashinimaev A.O.<sup>1</sup>, Filippov D.A.<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

<sup>2</sup>Karaganda State Technical University, Karaganda, Kazakhstan

In the present paper, we investigate an autonomous power supply system based on an external combustion engine. The conditions of its operation were analyzed, a multi-pole synchronous generator was selected, a functional circuit that provides a stable output voltage under varying thermal conditions and load levels was developed.

*Keywords:* The Stirling engine, a multi-pole generator, voltage regulation.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-31-43

REFERENCES

1. Walker G. *Stirling-cycle machines*. Oxford, Clarendon Press, 1973 (Russ. ed.: Uoker G. *Mashiny, robotayushchie po tsiklu Stirlinga*. Moscow, Energiya Publ., 1978. 151 p.).
2. Mekhtiev A.D., Beltaev A.B., Bekbaeva B.T., Zhumataeva A.Zh., Rymkhanov E.S., Kenzhebaev A.Zh., Makhanov I.Zh., Salimov R.K., Al'kina A.D. [Development of a water treatment system for boiler units of Karaganda Energy Center LLP on the basis of high technologies]. *Wykształcenie i nauka bez granic – 2017: materiały XIII Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji* [Education and science without borders – 2017: materials of the XIII International Scientific and Practical Conference, 07–15 grudnia 2017 roku]. *Przemysł, Nauka i studia*, 2017, vol. 12, pp. 71–74. (In Russian).
3. Kyzzyrov K.B., Zhakina N.B., Zhumataeva A.Zh. [Biofuels – one of the candidates for the energy of the future]. *Integratsiya nauki, obrazovaniya i proizvodstva – osnova realizatsii Plana natsii (Saginovskie chteniya № 9)* [Proceedings of the International scientific conference “Science integration, education and production – basis of the implementation of the Plan of the nation” (Saginov readings N 9)], Karagandy, June 23–24, 2017, pt. 2, pp. 51–52. (In Russian).
4. Veselovskii O.N., Kaluzhskii D.L. Uravneniya elektricheskogo ravnovesiya i momenta sinkhronnykh i asinkhronnykh dvigatelei s diskretno-raspredeleennymi obmotkami [Equations of electric equilibrium and moment of synchronous and asynchronous motors with discrete-distributed windings]. *Elektrichestvo – Electrical Technology Russia*, 2000, no. 5, pp. 31–36.
5. Kaluzhskii D.L. Elektricheskie mashiny s diskretno-raspredeleennymi obmotkami dlya nizkoskorostnykh elektroprivodov [Electrical machines with discrete-distributed windings for low-speed electric drives]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 1997, no. 9, pp. 10–13. (In Russian).
6. Levin D.V., Livshits E.Ya., Yukhnin M.M. *Induktornaya mashina peremennogo toka kombinirovannogo vzbuzhdeniya* [Inductor AC machine combined excitation]. Patent RF, no. 107418, 2011.
7. Voronin S.G., Sogrin A.I., Murdasov B.A., Kislitsyn V.I. *Generator peremennogo toka s kombinirovannym vzbuzhdeniem* [Alternator with combined excitation]. Patent RF, no. 2439770, 2012.
8. Kaluzhskii D.L., Mekhtiev A.D., Yugai V.V. *Elektricheskaya mashina s kombinirovannym vzbuzhdeniem* [Electric machine with a combined excitation]. Application for the grant of a patent of the Republic of Kazakhstan for the invention no. 2018/0906.1.
9. Rademacher H. Einige sätze über reihen von allgemeinen orthogonalfunktionen. *Mathematische Annalen*, 1922, vol. 87, pp. 112–138.
10. Golubov V.I., Efimov A.V., Skvortsov V.A. *Ryady i preobrazovaniya Uolsha: teoriya i primeneniye* [Walsh series and transforms: theory and application]. Moscow, 1987. 344 p.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Калужский Дмитрий Леонидович** – д-р техн. наук, профессор кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Работает в НГТУ с 1980 года. Область научных интересов – бесщеточные электрические двигатели, системы управления бесщеточными электрическими двигателями. Имеет более 40 научных публикаций. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К.Маркса, 20. E-mail: verp307@mail.ru).

**Kaluzhskii Dmitry Leonidovich**, Doctor of Sciences (Eng.), Professor of department “Electronics and Electrical Engineering”, NSTU graduated from Novosibirsk Institute of Electrical Engineering (NIEE) in 1980. He works in NSTU (NIEE) from 1980. His area of scientific research is brushless electric motors and their control systems. Prof. Kaluzhskii has more than 40 papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: verp307@mail.ru)



**Мехтиев Али Джаванширович** – канд. техн. наук, зав. кафедрой технологии и системы связи Карагандинского государственного технического университета (КГТУ). Окончил КГТУ в 1999 году. Работает в КГТУ с 1999 года. Область научных интересов: электродвигатели, электротехника, механика. Имеет более 106 научных публикаций. (Адрес: 100027, Республика Казахстан, г. Караганда, пр. Нурсултана Назарбаева, 56. E-mail: barton.kz@mail.ru).

**Mekhtiyev Ali Dzhavanshirovich** – Candidate of sciences (Eng.), the Head of the “Technology and communication systems” Department of Karaganda State Technical University (KSTU). Graduated from KSTU in 1999. He works in KSTU from 1999. His area of scientific research is gearless energy, electric motors, electrical engineering, mechanics. Has more than 106 papers. (Address: 56, Nursultan Nazarbayev Av., Karaganda, 100027, Republic Kazakhstan. E-mail: barton.kz@mail.ru).



**Харитонов Андрей Сергеевич** – ведущий инженер, ИНОЦ «Силовая электроника», кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Область научных интересов: управляемый электропривод с синхронным двигателем с постоянными магнитами, управляемые системы генерирования энергии с синхронным магнитоэлектрическим генератором (МЭГ), авиационные стартер-генераторные системы. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: andrekh@yandex.ru).

**Kharitonov Andrey Sergeevich** – Lead engineer, Institute of Power Electronics, Novosibirsk State Technical University, NSTU. His research interests are currently focused on control motor drive based on PMSM, systems of generating electrical energy based on synchronous generator, starter generator based on synchronous generator with permanent magnets for aircrafts and helicopters. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: andrekh@yandex.ru).



**Алдар Ойдопович Дашинамаев** – родился в 1998 году. В 2015 году поступил в бакалавриат. В 2019 году получил степень бакалавра наук по электронике и наноэлектронике на кафедре электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета, НГТУ. Область научных исследований: электродвигатели и их системы управления. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: 10041998123@mail.ru).

**Dashinimaev Aldar Oydopovich** (b. 1998) – he was enrolled in bachelor's degree in 2015. He received B.S. degree in Electronics and Nanoelectronics from Department of Electronics and Electrical Engineering, Novosibirsk State Technical University, NSTU, in 2019. His area of scientific research is gearless electric motors and their control systems. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: 10041998123@mail.ru).



**Филиппов Дмитрий Андреевич** родился в 1998 году. В 2015 году поступил в бакалавриат. Получил степень бакалавра в области электроники и наноэлектроники на кафедре электроники и электротехники в Новосибирском государственном техническом университете (НГТУ) в 2019 году. Область научных исследований: безредукторные электродвигатели и их системы управления. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К.Маркса, 20. E-mail: fda000@mail.ru).

**Filippov Dmitry Andreevich** (b. 1998) – he was enrolled in bachelor's degree in 2015. He received B.S. degree in Electronics and Nanoelectronics from Department of Electronics and Electrical Engineering, Novosibirsk State Technical University, NSTU, in 2019. His area of scientific research is gearless electric motors and their control systems. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: fda000@mail.ru).

*Статья поступила 08 февраля 2019 г.  
Received February 08, 2019*

---

To references:

Kaluzhskii D.L., Mekhtiyev A.D., Kharitonov A.S., Dashinimaev A.O., Filippov D.A. Avtonomnaya sistema generirovaniya elektroenergii na baze dvigatelya Stirlinga i mnogopolyusnoi sinkhronnoi mashiny [An autonomous system of power generation based on the Stirling engine and a multi-pole synchronous machine]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 31–43. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-31-43.

УДК 621.314.58

**СИСТЕМА «ТРЕХФАЗНЫЙ МЭГ – МОСТОВОЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ»  
С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДРОССЕЛЕМ В НЕЙТРАЛИ: ОПРЕДЕЛЕНИЕ  
РЕЖИМОВ РАБОТЫ И УСЛОВИЙ ИХ СУЩЕСТВОВАНИЯ****Д.В. Коробков***Новосибирский государственный технический университет*

Одна из задач достижения требуемых показателей качества энергии при проектировании систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ), выполненных по структурной схеме «синхронный генератор (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов – управляемый вентильный преобразователь (ВП) – автономный транзисторный инвертор напряжения (ИН)» заключается в обеспечении малого, близкого к нулю, уровня постоянной составляющей переменного напряжения нагрузки. Вариантом решения этой задачи может быть подключение дополнительного дросселя к нейтрали СГ и средней точки звена постоянного тока ИН, которая в таких СГЭЭ соединена с нейтралью нагрузки. Анализ электромагнитных процессов в системе с трехфазным СГ осуществлен с использованием LE схемы замещения фазы СГ (КПД системы высок, в формировании электромагнитных процессов доминируют реактивные элементы) со взаимными индуктивностями фаз СГ при постоянстве потокоцепления на такте преобразования энергии. Анализ системы, когда ключи ВП – диоды, выявил семь режимов работы системы, отличных от систем с нулевыми и мостовыми ВП без дросселя: прерывистых токов фаз СГ, ключей ВП и дросселя; непрерывных токов дросселя с длительностью тока фаз СГ  $\pi/3$ ; прерывистых токов ключей ВП с интервалами длительностью первого менее  $\pi/3$ , второго – равным  $\pi/3$ ; непрерывных токов ключей ВП с интервалами длительностью первого менее  $\pi/3$ , второго – равным  $\pi/3$ ; одновременной работы трех ключей с выключением после угла коммутации  $\gamma$  вступающего в работу ключа; непрерывных токов ключей с  $\gamma$  меньше  $\pi/3$ , характер тока которых обусловлен наличием контура, образованным дросселем; режим, аналогичный предыдущему, но с  $\gamma$ , равным  $\pi/3$ . Для всех режимов работы получены выражения граничной частоты вращения вала СГ, до которой существует режим, вынужденных углов включения, длительностей протекания токов. Описанный результат – основа анализа системы с тиристорами и СГЭЭ с НПЧсЕК.

*Ключевые слова:* эквивалентная схема замещения синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов, электромагнитные процессы в системе с вентильным преобразователем.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-44-61

**Введение**

Системы генерирования электрической энергии (СГЭЭ) типа «переменная скорость – постоянная частота» с применением в качестве первичного источника электрической энергии синхронного генератора (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрического генератора – МЭГ), а в качестве стабилизатора параметров энергии нагрузки – автономного транзисторного инвертора напряжения (ИН) с цифровой системой управления характеризуются достоинствами, обусловленными свойствами указанных электротехнических устройств: высокая надежность, высокое качество генерируемой электрической энергии и малые эксплуатационные затраты [1, 2]. При проектировании подобных систем со звеном постоянного тока среди прочих требований необходимо обеспечить малый, близкий к нулю, уровень постоянной составляющей переменного напряже-

ния нагрузки [3, 4]. Одним из способов решения этой задачи может быть структурная модификация силовой схемы путем введения дополнительного дросселя между нейтралью СГ и нагрузки [5]. Вариант схемы вентильного преобразователя (ВП) звена постоянного тока с использованием тиристоров показан на рис. 1.

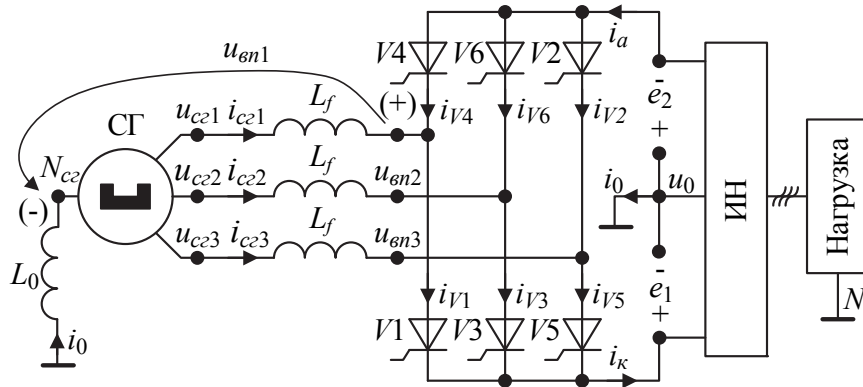


Рис. 1 – Вариант схемы вентильного преобразователя звена постоянного тока с использованием тиристоров

Fig. 1 – Variant of DC bus converter circuit using thyristors

Выходное фазное напряжение  $u_{cn1...cn3}$  СГ поступает через индуктивности  $L_f$  фидера генератора на трехфазную мостовую схему, образованную ключами  $V1...V6$ , которая формирует два питающих напряжения  $e_1$  и  $e_2$ , соединенных общей точкой через дроссель  $L_0$  с нейтралью  $N_{cg}$  СГ. В указанных СГЭЭ  $e_1$  и  $e_2$  питают ИН, а общая точка  $e_1$  и  $e_2$  соединяется и с нейтралью  $N$  нагрузки. Очевидно, что при  $L_0 = 0$  анодная и катодная группы образуют нулевые схемы и работают независимо. Введение  $L_0 > 0$  ограничивает величину тока  $i_0$ , сохраняя пульсность мостовой схемы и снижая загрузку фаз СГ током  $i_0$ .

Исследование характеристик СГЭЭ с ВП по рис. 1 в литературе отсутствует.

### 1. Постановка задачи

В соответствии с известными методиками [6, 7] исследования схем с вентильными преобразователями необходимо определить режимы работы ВП, которые обусловлены неполной управляемостью ключей и наличием во входной цепи ВП индуктивностей. Режимы работы ВП и условия их существования необходимо определять при вариации оборотов вала СГ (частоты фазного напряжения СГ). Причем на первом этапе осуществляется анализ электромагнитных процессов в схеме с диодами ( $V1...V6$ -диоды). Высокое значение КПД ВП рис. 1 делает доминирующим влияние реактивных элементов в формировании электромагнитных процессов. Полученные результаты используются при анализе характеристик схемы с тиристорами, включая определение расчетного значения КПД, а также могут быть применены для СГЭЭ с НПЧсЕК [7–11].

В соответствии с математической моделью генератора, его эквивалентной схемой и принятым в [7] базисом, наличием контура протекания тока  $i_0$  через  $L_0$  можно записать систему уравнений (1) в относительных единицах (верхний

индекс «\*» указывает, что переменные уравнений записаны в относительных единицах).

Входные напряжения выпрямителя  $u_{вп1} \dots u_{вп3}$  измеряются относительно  $N_{сг}$ , как показано на рис.1 на примере  $u_{вп1}$ .

$$\begin{cases} e - n^* X \frac{d}{d\vartheta} i_{сг}^* = u_{вп}^*, \\ i_{сг1}^* + i_{сг2}^* + i_{сг3}^* = i_0^*, \\ n^* X_0 \frac{di_0^*}{d\vartheta} = u_0^*, \\ u_{вп1}^* + u_{вп2}^* + u_{вп3}^* = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$e = \begin{bmatrix} e_1^* \\ e_2^* \\ e_3^* \end{bmatrix}; \quad i_{сг}^* = \begin{bmatrix} i_{сг1}^* \\ i_{сг2}^* \\ i_{сг3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{V1}^* - i_{V4}^* \\ i_{V3}^* - i_{V6}^* \\ i_{V5}^* - i_{V2}^* \end{bmatrix}; \quad u_{вп}^* = \begin{bmatrix} u_{вп1}^* \\ u_{вп2}^* \\ u_{вп3}^* \end{bmatrix} = e - n^* X \frac{d}{d\vartheta} i_{сг}^*;$$

$$X = \begin{bmatrix} X_{11}^* & X_S^* & X_S^* \\ X_S^* & X_{22}^* & X_S^* \\ X_S^* & X_S^* & X_{33}^* \end{bmatrix}; \quad e_j^* = n^* \sin \left[ \vartheta - \frac{2\pi}{3}(j-1) \right], \quad j=1 \dots 3,$$

$$X_S^* = \frac{1}{1+q} \cos \left( \frac{2\pi}{3} \right); \quad X_{jj}^* = X_j^* + X_f^* = 1; \quad X_j^* = \frac{1}{1+q}; \quad X_f^* = \frac{q}{1+q}.$$

Системе уравнений (1) соответствует эквивалентная схема замещения, приведенная на рис. 2.

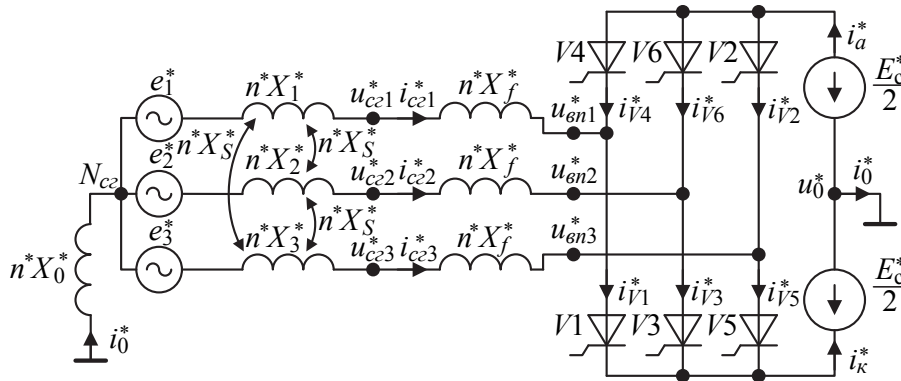


Рис. 2 – Эквивалентная схема замещения

Fig. 2 – Equivalent Substitution Scheme

Решение систем уравнений (1) относительно  $i_{сгj}^*$  и анализ длительности протекания токов позволяют выявить искомые режимы работы ВП.

## 2. Режим 1

Режим 1 прерывистых токов фаз генератора  $i_{crj}^*$ ,  $i_0^*$  индуктивности  $nX_0^*$  характеризуется длительностью протекания токов  $\lambda \leq \pi/3$ . Наличие  $i_0^*$  создает условия независимой работы ключей анодной и катодной групп в этом режиме.

Диаграммы режима 1, приведенные на рис. 3, поясняют электромагнитные процессы при включении  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ). С момента времени  $\psi$  вынужденного включения  $V1$  ( $e_1^* > E_c^*/2$ ), который определен относительно перехода через нуль фазной ЭДС  $e_1^*$ , ток протекает по контуру  $e_1^* - nX_1^* - nX_f^* - V1 - E_c^*/2 - nX_0^* - N_{cr}$ .

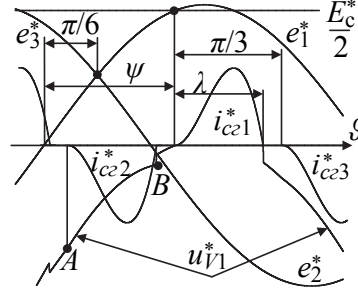


Рис. 3 – Диаграммы режима 1  
Fig. 3 – Mode 1 Diagrams

Решением системы уравнений (1) для  $i_{cr1}^*$  при  $i_{cr1}^*(\psi) = 0$  и смещении начала отсчета в  $\psi$  будет выражение

$$i_{cr1}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta + \psi) + n^* \cos(\psi) - \frac{E_c^*}{2} \vartheta \right]. \quad (2)$$

Учитывая, что  $e_1^*(\psi) = E_c^*/2$  в режиме 1:

$$\psi = \arcsin \left( \frac{1}{n^*} \frac{E_c^*}{2} \right). \quad (3)$$

На участке  $A-B$  (рис. 3) кривая напряжения  $u_{V1}^*$  анод-катод  $V1$  (рис. 2)

$$u_{V1}^* = e_1^* - \frac{E_c^*}{2} - n^* (X_S^* + X_0^*) \frac{di_{cr2}^*}{d\vartheta}. \quad (4)$$

Если учесть опережение  $i_{cr2}^*$  на  $\pi/3$  относительно  $i_{cr1}^*$  и его инверсию, воспользоваться (2) для  $di_{cr2}^*/d\vartheta$  и выражением (4), то можно получить для  $u_{V1}^*$  на участке  $A-B$ :

$$u_{V1}^* = n^* \sin(\vartheta) - \frac{E_c^*}{2} + \frac{X^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ n^* \sin \left( \vartheta + \frac{\pi}{3} \right) - \frac{E_c^*}{2} \right]. \quad (5)$$

При  $\vartheta = \lambda$   $i_{cr1}^* = 0$ , поэтому с учетом (3)  $\lambda$  можно рассчитать по выражению

$$-n^* \cos(\lambda + \psi) + n^* \cos(\psi) - \frac{E_c^*}{2} \lambda = 0. \quad (6)$$

Используя (2) и (3) при  $\lambda = \pi/3$  по выражению

$$-n_{\text{гp1}}^* \cos \left[ \frac{\pi}{3} + \arcsin \left( \frac{\sqrt{3}}{2n_{\text{гp1}}^*} \right) \right] + n_{\text{гp1}}^* \cos \left[ \arcsin \left( \frac{1}{n_{\text{гp1}}^*} \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\pi}{3} = 0, \quad (7)$$

можно получить граничную частоту существования режима 1  $n_{\text{гp1}}^* = 0,9211244$ .

### 3. Подрезим 1

Подрезим 1 (рис. 4) возникает при  $n^* > n_{\text{гp1}}^*$  и характеризуется непрерывным током  $i_0^*$  при длительности протекания тока фазы генератора  $\lambda = \pi/3$ . Из диаграмм протекания тока  $i_{\text{сг1}}^*$  в фазе 1 СГ при включения  $V1$ , представленных на рис. 4, видно что угол вынужденного включения  $\psi_2 > \psi$ . Индекс «2» при  $\psi_2$  принят с учетом анализа режимов работы схемы, описание которых приведено в следующих разделах.

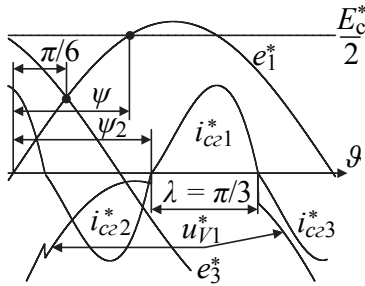


Рис. 4 – Диаграммы режима 1 при  $n^* > n_{\text{гp1}}^*$

Fig. 4 – Submode 1 Charts,  $n^* > n_{\text{гp1}}^*$

Рассчитать  $\psi_2$  для подрезима 1 можно, используя выражение (6) при  $\lambda = \pi/3$ :

$$\psi_2 = -\arcsin \left( \frac{1}{n^*} \frac{E_c^* \pi}{2 \cdot 3} \right) - \frac{\pi}{6} + \pi. \quad (8)$$

Выражения для режима 1 справедливы и для подрезима 1 при учете, что  $\lambda = \pi/3 = \text{const}$ , а  $\psi$  необходимо заменить на  $\psi_2$ .

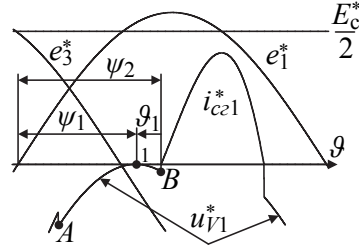
На рис. 5 приведены диаграммы подрезима 1 при  $n^* = n_{\text{гp2}}^*$ , когда в точке 1 кривая напряжения  $u_{V1}^*$  анод-катод  $V1$  касается оси абсцисс:  $u_{V1}^* = 0$  в точке 1.

Если начало отсчета для тока  $i_{\text{сг1}}^*$  расположить в  $\psi_2$  ( $i_{\text{сг1}}^*(0) = 0$ ), то, используя (5), можно получить:

$$\frac{du_{V1}^*}{d\vartheta} = n^* \cos(\vartheta + \psi_2) + \frac{X_S^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} n^* \cos \left( \vartheta + \psi_2 + \frac{\pi}{3} \right). \quad (9)$$

При  $n^* = n_{\text{гp2}}^*$  в точке 1  $u_{V1}^* = 0$  и  $du_{V1}^*/d\vartheta = 0$ , а с учетом выражения (8) для поиска  $n_{\text{гp2}}^*$  необходимо решить систему уравнений (10).



Рис. 5 – Диаграммы режима 1 при  $n^* = n_{гр2}^*$ Fig. 5 – Submode 1 Charts,  $n^* = n_{гр2}^*$ 

Момент времени  $\vartheta_1 < 0$ , так как начало отсчета для  $i_{cr1}^*$  принято в  $\psi_2$ . С учетом рис. 5 и знака  $\vartheta_1$ :  $\psi_1 = \psi_2 + \vartheta_1$ .

$$\begin{cases} \psi_2 = -\arcsin\left(\frac{1}{n_{гр2}^*} \frac{E_c^* \pi}{2 \cdot 3}\right) - \frac{\pi}{6} + \pi, \\ \cos(\vartheta_1 + \psi_2) + \frac{X_S^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} \cos\left(\vartheta_1 + \psi_2 + \frac{\pi}{3}\right) = 0, \\ n_{гр2}^* \sin(\vartheta_1 + \psi_2) - \frac{E_c^*}{2} + \frac{X_S^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ n_{гр2}^* \sin\left(\vartheta_1 + \psi_2 + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{E_c^*}{2} \right] = 0, \end{cases} \quad (10)$$

$n_{гр2}^*$  зависит от  $X_S^*$  и  $X_0^*$ . Для примера: при  $q=1$ ,  $X_S^* = 1/(1+q)\cos(2\pi/3)$  и  $X_0^* = 2 n_{гр2}^* = 0,98865$ .

#### 4. Режим 2

Режим 2 возникает при  $n^* > n_{гр2}^*$ , когда  $u_{V1}^* > 0$  на участке  $A - B$ , и соответственно создаются условия включения  $V1$ . На рис. 6 представлены детализированные диаграммы режима 2 для токов  $i_{cr1}^*$  в фазе 1 СГ при включения  $V1$ ,  $i_{cr2}^*$  в фазе 2 СГ при включения  $V6$  и  $i_{cr3}^*$  в фазе 3 СГ при включения  $V2$ .

Режим 2 характеризуется прерывистым током ключей длительностями протекания  $\lambda_1 < \pi/3$  (интервал I) и  $\lambda_2 = \pi/3$  (интервал II). На интервале I ток проводят два ключа: по одному из анодной и катодной групп, как в мостовой схеме. На интервале I присутствует нулевая токовая пауза.

Можно выделить 4 характерных временных участка.

Интервал 1 при  $\psi_1 \leq \vartheta \leq \psi_1 + \lambda_1$  длительностью  $\lambda_1$  одновременного проводящего состояния  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ) и  $V6$  (протекает ток  $i_{cr2}^*$ ). Введем дополнительный индекс «1» в обозначении токов на интервале 1:  $i_{cr11}^*$ ,  $i_{cr21}^*$  и  $i_{01}^*$  – токи фаз 1 и 2 СГ, элемента  $n^* X_0^*$  соответственно.  $i_{V1}^* = i_{cr11}^*$ ,  $i_{V6}^* = i_{cr21}^*$ .

Поскольку до  $\psi_1$  электромагнитные процессы в схеме аналогичны процессам в подрежиме 1 на участке  $A - B$ , то  $\psi_1$  можно определить по условию  $u_{V1}^*(\psi_1) = 0$ , что в соответствии с (5) записывается так:

$$n^* \sin(\psi_1) - \frac{E_c^*}{2} + \frac{X_S^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ n^* \sin\left(\psi_1 + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{E_c^*}{2} \right] = 0. \quad (11)$$

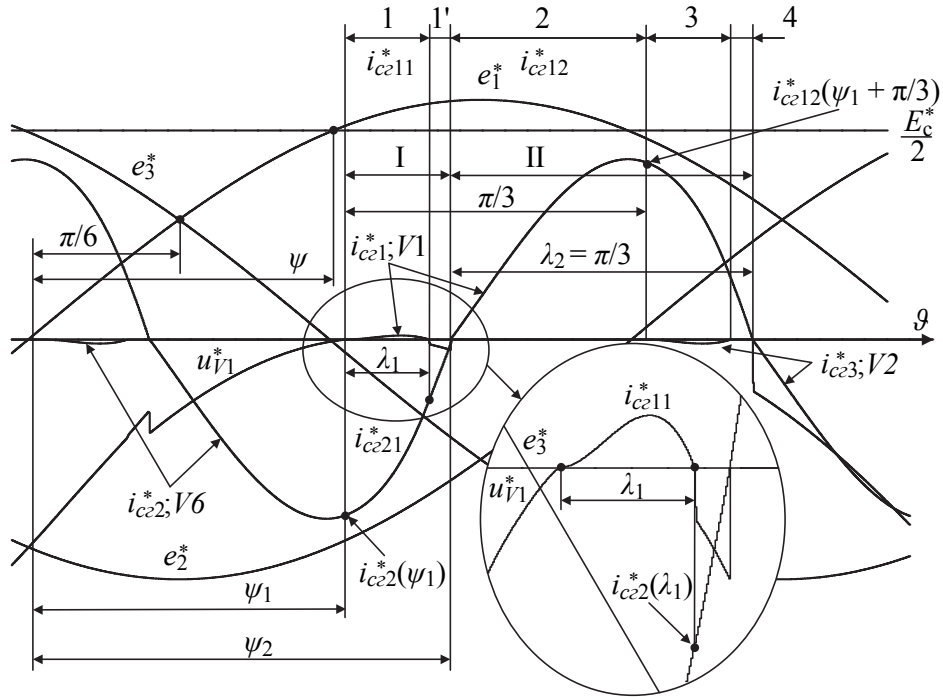


Рис. 6 – Диаграммы режима 2

Fig. 6 – Mode 2 Diagrams

С учетом (1), проведя соответствующие преобразования относительно производных токов генератора и проинтегрировав полученные выражения, можно записать систему уравнений (12), в которой  $I_{11}$  и  $I_{12}$  – постоянные интегрирования, которые можно найти из условий  $i_{cr11}^*(\psi_1) = 0$ ,  $i_{cr21}^*(\psi_1) = -i_{cr12}^*(\psi_1 + \pi/3)$ . Выражение для  $i_{cr12}^*$  получено далее, при анализе электромагнитных процессов на соответствующем интервале.

$$\left\{ \begin{aligned} i_{cr11}^* &= -\frac{X + X_S^* + X_0^*}{X[X + 2(X_S^* + X_0^*)]} \cos(\vartheta) + \frac{X_S^* + X_0^*}{X[X + 2(X_S^* + X_0^*)]} \times \\ &\times \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{n} \frac{1}{X} \frac{E_c^*}{2} \vartheta + I_{11}, \\ i_{cr21}^* &= -\frac{1}{X + X_S^* + X_0^*} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{n} \frac{1}{X + X_S^* + X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \vartheta - \\ &- \frac{X_S^* + X_0^*}{X + X_S^* + X_0^*} i_{cr11}^* + I_{21}, \end{aligned} \right. \quad (12)$$

где  $X = X_{jj}^* - X_S^*$ .

Длительность  $\lambda_1$  можно найти из условия  $i_{cr11}^*(\psi_1 + \lambda_1) = 0$ .

Интервал 1' при  $\psi_1 + \lambda_1 \leq \vartheta \leq \psi_2$  проводящего состояния только одного  $V6$  (протекает ток  $i_{cr2}^*$ ). При этом  $i_{cr1}^* = i_{V1}^* = 0$  до  $\psi_2$ .

$i_{cr2}^*$  на интервале 1' определяется выражением (6) при учете инверсии, сдвига в опережение на  $\pi/3$  и условия, что  $i_{cr21}^*(\psi_2) = 0$ . Соответственно можно получить выражение (13).

$$i_{cr21}^*(\vartheta) = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{22}^* + X_0^*} \left[ n^* \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{3}\right) - n^* \cos\left(\psi_2 + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{E_c^*}{2}(\vartheta - \psi_2) \right]. \quad (13)$$

Интервал 2 при  $\psi_2 \leq \vartheta \leq \psi_1 + \pi/3$  проводящего состояния только одного  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ). Обозначим  $i_{cr1}^*$  на интервале 2 как  $i_{cr12}^*$ .

Для  $i_{cr12}^*$  справедливо выражение (6) при замене  $\psi = \psi_2$  и учете  $i_{cr12}^*(\psi_2) = 0$ :

$$i_{cr12}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta) + n^* \cos\psi_2 - \frac{E_c^*}{2}(\vartheta - \psi_2) \right], \quad (14)$$

$\psi_2$ , присутствующий в полученных выше выражениях, можно определить решая уравнение  $i_{cr21}^*(\psi_1 + \lambda_1) = i_{cr21}^*(\psi_1 + \lambda_1)$  относительно  $\psi_2$ . Сопоставление зависимости  $\psi_2$  от  $n^*$ , найденной по указанному уравнению и выражению (8), показало совпадение результатов вычисления  $\psi_2$  двумя способами. Поэтому удобнее для вычисления  $\psi_2$  в режиме 2 использовать выражение (8).

Через  $\pi/3$  от  $\psi_1$  (начала интервала 1) на интервалах 3 и 4 повторяются электромагнитные процессы, аналогичные интервалам 1 и 1', но с  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ) и  $V2$  (протекает ток  $i_{cr3}^*$ ).

### 5. Режим 3

Режим 3 возникает при  $n^* > n_{гр3}^*$  и характеризуется непрерывным током ключей с двумя интервалами: длительностью протекания  $\lambda_1 < \pi/3$  и  $\lambda_2 = \pi/3$  (интервалы I и II рис. 7). При этом на интервале I существуют токи двух ключей: по одному из анодной и катодной групп, как в мостовой схеме.

На рис. 7 представлены детализированные диаграммы режима 3 для токов  $i_{cr1}^*$  в фазе 1 СГ при включения  $V1$ ,  $i_{cr2}^*$  в фазе 2 СГ при включения  $V6$  и  $i_{cr3}^*$  в фазе 3 СГ при включения  $V2$ .

Если сравнить диаграммы режима 2 и 3, то видно, что они схожи, но в режиме 3 отсутствует интервал 1', поэтому полученные для режима 2 выражения для токов можно использовать и в режиме 3.

Учитывая (8), (11) и условия  $i_{cr11}^*(\psi_1 + \lambda_1) = 0$ ,  $i_{V1}^*(\psi_1) = 0$ , для поиска  $n_{гр3}^*$  необходимо решить систему уравнений (15) относительно  $n_{гр3}^*$ .

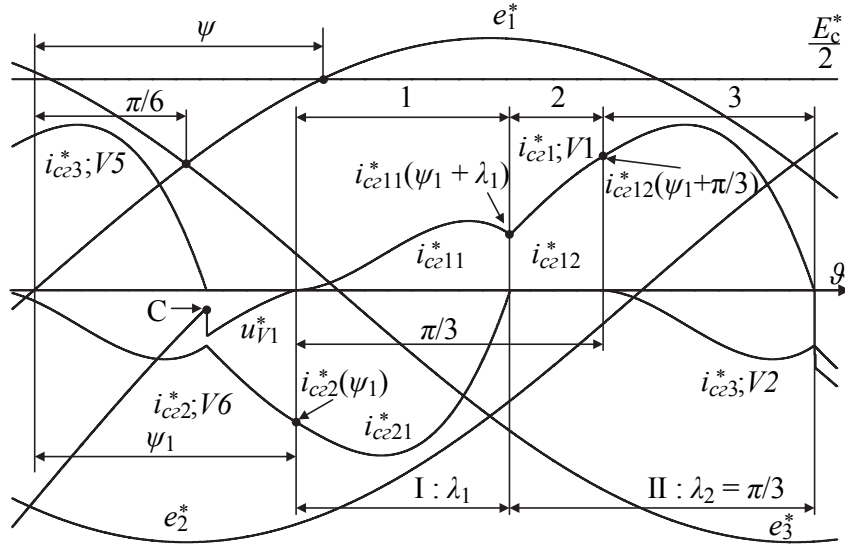


Рис. 7 – Диаграммы режима 3  
Fig. 7 – Mode 3 Diagrams

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_2 = -\arcsin\left(\frac{1}{n_{\text{гp3}}^*} \frac{E_c^* \pi}{2 \cdot 3}\right) - \frac{\pi}{6} + \pi, \\ n_{\text{гp3}}^* \sin(\psi_1) - \frac{E_c^*}{2} + \frac{X_S^* + X_0^*}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ n_{\text{гp3}}^* \sin\left(\psi_1 + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{E_c^*}{2} \right] = 0, \\ \frac{X + X_S^* + X_0^*}{X \left[ X + 2(X_S^* + X_0^*) \right]} \left[ \cos(\psi_1) - \cos(\psi_2) \right] - \frac{1}{n_{\text{гp3}}^*} \frac{1}{X} \frac{E_c^*}{2} (\psi_2 - \psi_1) + \\ + \frac{X_S^* + X_0^*}{X \left[ X + 2(X_S^* + X_0^*) \right]} \left[ \cos\left(\psi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\psi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = 0. \end{array} \right. \quad (15)$$

Например, при  $q = 1$ ,  $X_S^* = 1/(1+q) \cos(2\pi/3)$  и  $X_0^* = 2 n_{\text{гp3}}^* = 0,9984607329$ .

В режиме 3 можно выделить три характерных временных участка.

Интервал 1 при  $\psi_1 \leq \vartheta \leq \psi_1 + \lambda_1$  длительностью  $\lambda_1$  одновременного проводящего состояния  $V1$  и  $V6$ . Сохраним дополнительный индекс «1» в обозначении токов на интервале 1:  $i_{\text{cr11}}^*$ ,  $i_{\text{cr21}}^*$  и  $i_{01}^*$  – токи фаз 1 и 2 СГ, элемента  $n X_0^*$  соответственно. Электромагнитные процессы в режиме 3 на этом интервале аналогичны электромагнитным процессам режима 2 на интервале 1, поэтому справедливы выражения (11) и (12).

Интервал 2 при  $\psi_1 + \lambda_1 \leq \vartheta \leq \psi_1 + \pi/3$  проводящего состояния только одного  $V1$  (протекает ток  $i_{\text{cr1}}^*$ ). Обозначим  $i_{\text{cr1}}^*$  на интервале 2 как  $i_{\text{cr12}}^*$ . Электромагнитные процессы в режиме 3 на этом интервале аналогичны электромагнитным

процессам режима 2 на интервале 2, поэтому справедливо выражение (14) при замене  $\psi_2 = \psi_1 + \lambda_1$ , за тем исключением, что  $i_{cr12}^*(\psi_1 + \lambda_1) = i_{cr11}^*(\psi_1 + \lambda_1) \neq 0$ :

$$i_{cr12}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta) + n^* \cos(\psi_1 + \lambda_1) - \frac{E_c^*}{2} (\vartheta - \psi_1 - \lambda_1) \right] + i_{cr11}^*(\psi_1 + \lambda_1), \quad (16)$$

где  $i_{cr11}^*(\psi_1 + \lambda_1)$  – по выражению (12) при  $\vartheta = \psi_1 + \lambda_1$ .

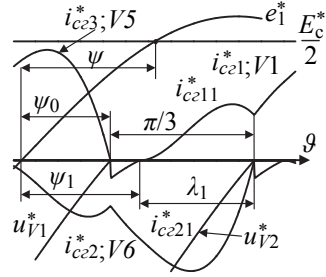
Интервал 3 через  $\pi/3$  от  $\psi_1$  (начала интервала 1), на котором повторяются электромагнитные процессы, аналогичные интервалу 1, но с  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ) и  $V2$  (протекает ток  $i_{cr3}^*$ ).

Определение  $\lambda_1$  осуществляется по условию  $i_{cr21}^*(\psi_1 + \lambda_1) = 0$ .

При  $n^* = n_{гр4}^*$  локальный максимум «С»  $u_{V1}^*$  достигает нуля. При  $n^* = n_{гр4}^*$  возникает подрежим 3, когда  $u_{V1}^* \geq 0$  до  $\psi_1$ .

На рис. 8 приведены детализированные диаграммы, поясняющие способ определения  $u_{V1}^*$  при  $n^* = n_{гр4}^*$  на интервале до  $\psi_1$ .

Рис. 8. Диаграммы, поясняющие способ определения  $u_{V1}^*$   
Fig. 8. Diagrams explaining the method of determining  $u_{V1}^*$



Электромагнитные процессы до момента времени, соответствующего указанному локальному максимуму  $u_{V1}^*$ , аналогичны процессам на интервале 1: ток проводят  $V5$  ( $i_{cr3}^*$  фазы 3 СГ) и  $V6$  ( $i_{cr2}^*$  фазы 2 СГ).  $u_{V1}^*$  можно определить по  $u_{V2}^*$  с учетом фазового сдвига  $u_{V1}^*(\vartheta) = u_{V2}^*(\vartheta + \pi/3)$ . В соответствии с (1) на интервале  $[\psi_1; \psi_1 + \lambda_1]$ , проведя соответствующие преобразования, получаем

$$u_{V2}^* = -\frac{X_{11}^* + 2X_S^* + 3X_0^*}{X_{11}^* + X_S^* + 2X_0^*} e_3^* - \frac{E_c^*}{2}. \quad (17)$$

Таким образом,

$$u_{V1}^* = u_{V2}^*(\vartheta + \pi/3) = -\frac{X_{11}^* + 2X_S^* + 3X_0^*}{X_{11}^* + X_S^* + 2X_0^*} e_3^*(\vartheta + \pi/3) - \frac{E_c^*}{2}. \quad (18)$$

Используя (18) угол  $\psi_0$ , находим из условия  $u_{V1}^*(\psi_0) = 0$ :

$$\psi_0 = \arcsin \left( \frac{1}{n^*} \frac{X_{11}^* + X_S^* + 2X_0^*}{X_{11}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \right). \quad (19)$$

Если в выражения (11) и (19) сделать замену  $n^* = n_{гр4}^*$ , приняв, что  $\psi_0$  и  $\psi_1$  – это функции от  $n_{гр4}^*$ , учесть, что  $\psi_1 + \lambda_1 = \psi_0 + \pi/3$  и в выражениях (16) сделать замену  $\lambda_1 = f(n_{гр4}^*) = \psi_0(n_{гр4}^*) + \pi/3 - \psi_1(n_{гр4}^*)$ , то для расчета  $n_{гр4}^*$  необходимо решить уравнение  $i_{сг21}^*(\psi_1(n_{гр4}^*) + \lambda_1(n_{гр4}^*)) = 0$  относительно  $n_{гр4}^*$ .

Например, при  $q = 1$ ,  $X_S^* = 1/(1+q) \cos(2\pi/3)$  и  $X_0^* = 2 n_{гр4}^* = 1,0478947242$ .  $\psi_0(n_{гр4}^*) = 0.6484342748$ .

### 6. Подрезим 3

Подрезим 3 возникает при  $n^* > n_{гр4}^*$  (рис. 9) и характеризуется наличием небольшого по длительности интервала одновременного протекания тока в двух ключах одной группы. Возникает угол коммутации  $\gamma$ , но ток во вступающем в работу ключе после  $\gamma$  спадает до нуля и присутствует нулевая токовая пауза, также небольшая по длительности, после которой начинаются доминирующие процессы подрезима 3 (интервал 1), когда работают два ключа из разных групп.

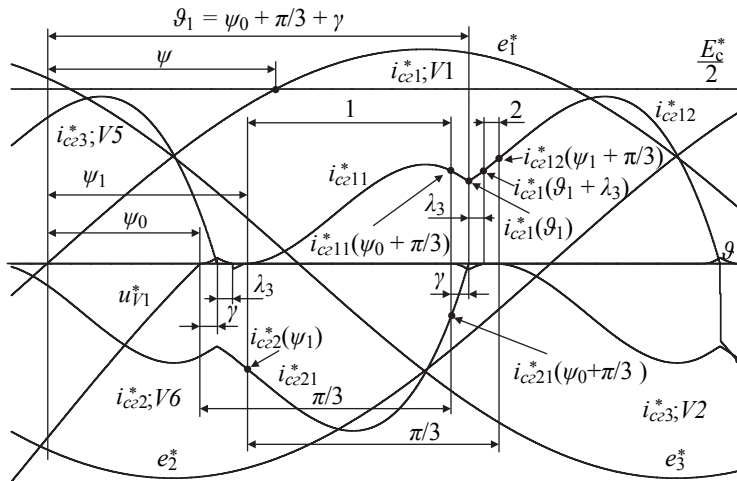


Рис. 9 – Диаграммы подрезима 3  
Fig. 9 – Submode 3 Diagramms

На рис. 9 представлены детализированные диаграммы подрезима 3 для токов  $i_{сг1}^*$  в фазе 1 СГ при включении  $V1$ ,  $i_{сг2}^*$  в фазе 2 СГ при включении  $V6$  и  $i_{сг3}^*$  в фазе 3 СГ при включении  $V2$ .

Можно выделить четыре характерных временных участка.

Интервал 1 при  $\psi_1 \leq \vartheta \leq \psi_0 + \pi/3$  длительностью  $\psi_0 + \pi/3 - \psi_1$  одновременного проводящего состояния  $V1$  и  $V6$ . Сохраним дополнительный индекс «1» в обозначении токов на интервале 1:  $i_{сг11}^*$ ,  $i_{сг21}^*$  и  $i_{01}^*$  – токи фаз 1 и 2 СГ, элемента  $n^* X_0^*$  соответственно. Справедливы выражения (11) и (12).

Интервал  $\gamma$  при  $\psi_0 + \pi/3 < \vartheta \leq \psi_0 + \pi/3 + \gamma$  одновременного проводящего состояния  $V1, V2$  (протекает ток  $i_{cr3}^*$ ) и  $V6$ . Введем дополнительный индекс « $\gamma$ » в обозначении токов на интервале  $\gamma$ :  $i_{crj\gamma}^*$  ( $j = 1...3$ ) и  $i_{0\gamma}^*$  – фазные токи СГ и элемента  $n^* X_0^*$  соответственно.

В соответствии с (1) для интервала  $\gamma$ , проведя соответствующие преобразования относительно производных токов генератора и проинтегрировав полученные выражения, можно получить систему.

$$\begin{cases} i_{cr1\gamma}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta) - \frac{X_{jj}^* + 3X_S^* + 4X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \vartheta \right] + I_{1\gamma}, \\ i_{cr2\gamma}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ -n^* \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{X_{jj}^* + X_S^* + 2X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \vartheta \right] + I_{2\gamma}, \\ i_{cr3\gamma}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ -n^* \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{X_{jj}^* + X_S^* + 2X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \vartheta \right] + I_{3\gamma}, \end{cases} \quad (20)$$

где  $I_{j\gamma}$  ( $j = 1...3$ ) находятся из условий, что  $i_{cr1\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3) = i_{cr11}^*(\psi_0 + \pi/3)$ ,  $i_{cr2\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3) = i_{cr21}^*(\psi_0 + \pi/3)$ ,  $i_{cr3\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3) = 0$ .

Интервал  $\lambda_3$  при  $\psi_0 + \pi/3 + \gamma < \vartheta \leq \psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3$  одновременного проводящего состояния  $V1$  и  $V2$ .  $V6$  выключился в момент времени  $\psi_0 + \pi/3 + \gamma$ .

Введем дополнительный индекс « $\lambda$ » в обозначении токов на интервале  $\lambda_3$ :  $i_{crj\lambda}^*$  ( $j = 1...3$ ) и  $i_{0\lambda}^*$  – фазные токи СГ и элемента  $n^* X_0^*$  соответственно.

С учетом (1), проведя соответствующие преобразования относительно производных токов генератора, можно получить систему уравнений, в которой  $I_{1\lambda}$  и  $I_{3\lambda}$  можно найти из условий  $i_{cr1\lambda}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma) = i_{cr1\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma)$  и  $i_{cr3\lambda}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma) = i_{cr3\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma)$ .

$$\begin{cases} i_{cr1\lambda}^* = -\frac{X + X_S^* + X_0^*}{X \left[ X + 2(X_S^* + X_0^*) \right]} \cos(\vartheta) + \frac{X_S^* + X_0^*}{X \left[ X + 2(X_S^* + X_0^*) \right]} \times \\ \times \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{n^*} \frac{1}{X} \frac{E_c^*}{2} \vartheta + I_{1\lambda}, \\ i_{cr3\lambda}^* = -\frac{1}{X + X_S^* + X_0^*} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{n^*} \frac{1}{X + X_S^* + X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \vartheta - \\ - \frac{X_S^* + X_0^*}{X + X_S^* + X_0^*} i_{cr1\lambda}^* + I_{3\lambda}. \end{cases} \quad (21)$$

Интервал 2 при  $\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3 < \vartheta \leq \psi_1 + \pi/3$  проводящего состояния одного ключа  $V1$ .

Для интервала 2 справедливо выражение (16) при замене  $\psi_1 + \lambda_1$  на  $\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3$ , причем  $i_{cr12}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3) = i_{cr1\lambda}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3) \neq 0$  и можно получить выражение

$$i_{cr12}^* = \frac{1}{n^*} \frac{1}{X_{11}^* + X_0^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta) + n^* \cos\left(\psi_0 + \frac{\pi}{3} + \gamma + \lambda_3\right) - \frac{E_c^*}{2} \left( \vartheta - \psi_0 - \frac{\pi}{3} - \gamma - \lambda_3 \right) \right] + i_{cr1\lambda}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3). \quad (22)$$

При  $\vartheta > \psi_1 + \pi/3$  электромагнитные процессы аналогичны тем, что проходили с момента времени  $\vartheta = \psi_1$ .

В полученных уравнениях для подрежима 3 присутствуют  $\gamma$  и  $\lambda_3$ , требующие вычисления с использованием системы уравнений

$$\begin{cases} i_{cr2\gamma}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma) = f1(\gamma, \lambda_3) = 0, \\ i_{cr3\lambda}^*(\psi_0 + \pi/3 + \gamma + \lambda_3) = f2(\gamma, \lambda_3) = 0. \end{cases} \quad (23)$$

При  $n^* = n_{гр5}^*$   $\psi_1 - \psi_0 = \gamma + \lambda_3$  длительность интервала 2 равна 0.

При  $q = 1$ ,  $X_S^* = 1/(1+q) \cos(2\pi/3)$  и  $X_0^* = 2 n_{гр5}^* = 1,0642950884$ .

## 7. Режим 4

**Режим 4** возникает при  $n^* > n_{гр5}^*$  (рис. 10) и по характеру электромагнитных процессов аналогичен режиму непрерывных токов ключей мостовой схемы трехфазного выпрямителя: присутствует три интервала углов коммутации  $\gamma$  одновременной работы трех ключей (два из одной группы и один из другой группы) и два интервала 1 и 2 одновременной работы двух ключей разных групп. Отличие состоит в наличии тока  $i_0$  дополнительной индуктивности  $L_0$ , который приводит к появлению «несимметрии» тока ключа на интервалах 1 и 2: амплитуда тока на интервале 1 меньше амплитуды тока на интервале 2.

На рис. 10 представлены детализированные диаграммы режима 4 для токов  $i_{cr1}^*$  в фазе 1 СГ при включении  $V1$ ,  $i_{cr2}^*$  в фазе 2 СГ при включении  $V6$  и  $i_{cr3}^*$  в фазе 3 СГ при включении  $V5$  и  $V2$ .

Можно выделить два характерных временных участка.

Интервал  $\gamma$  при  $\psi_0 \leq \vartheta < \psi_0 + \gamma$  одновременного проводящего состояния  $V1$  (протекает ток  $i_{cr1}^*$ ),  $V5$  (протекает ток  $i_{cr3}^*$ ) и  $V6$  (протекает ток  $i_{cr2}^*$ ). Сохраним дополнительный индекс « $\gamma$ » в обозначении токов на интервале.

Для этого интервала справедлива система (20), но следует учесть, что указанные выражения получены для интервала  $\gamma$  подрежима 3 при  $\psi_0 + \pi/3 < \vartheta \leq \psi_0 + \pi/3 + \gamma$  и описывают электромагнитные процессы, проходящие на  $\pi/3$



позже. При замене  $\vartheta = \vartheta + \pi/3$   $di_{cr1\gamma}^*/d\vartheta$  режима 4 описывается выражением для  $di_{cr3\gamma}^*/d\vartheta$  подрежима 3,  $di_{cr2\gamma}^*/d\vartheta$  режима 4 – выражением для  $di_{cr1\gamma}^*/d\vartheta$  подрежима 3,  $di_{cr3\gamma}^*/d\vartheta$  режима 4 – выражением для  $di_{cr2\gamma}^*/d\vartheta$  подрежима 3, поэтому, используя (20), получаем систему уравнений, в которой постоянные интегрирования  $I_{j\gamma}$  ( $j = 1...3$ ) находятся из условий  $i_{cr1\gamma}^*(\psi_0) = 0$ ,  $i_{cr2\gamma}^*(\psi_0) = -i_{cr11}^*(\psi_0 + \pi/3)$ ,  $i_{cr3\gamma}^*(\psi_0) = -i_{cr21}^*(\psi_0 + \pi/3)$ .

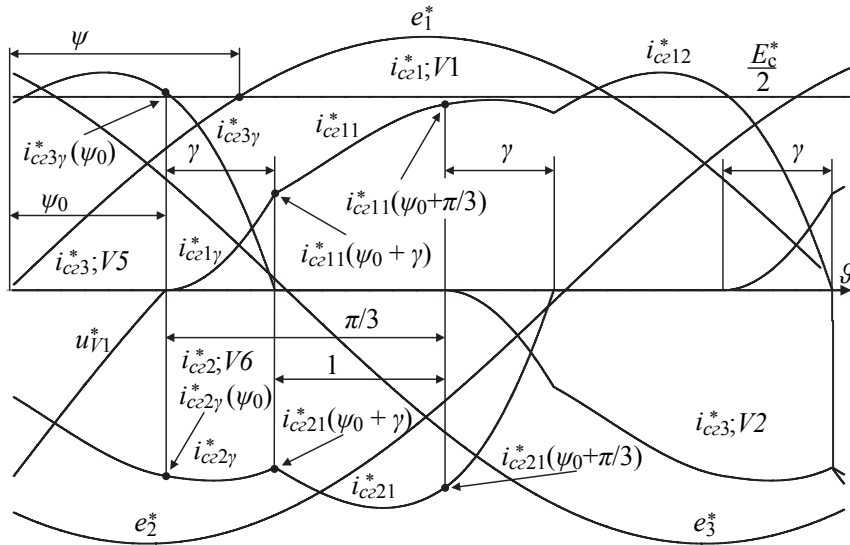


Рис. 10 – Диаграммы режима 4

Fig. 10 – Mode 4 diagrams

$$\begin{cases} i_{cr1\gamma}^* = \frac{1}{n} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ -n^* \cos(\vartheta) - \frac{X_{jj}^* + X_S^* + 2X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \left( \vartheta + \frac{\pi}{3} \right) \right] + I_{1\gamma}, \\ i_{cr2\gamma}^* = \frac{1}{n} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ n^* \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{X_{jj}^* + 3X_S^* + 4X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \left( \vartheta + \frac{\pi}{3} \right) \right] + I_{2\gamma}, \\ i_{cr3\gamma}^* = \frac{1}{n} \frac{1}{X_{jj}^* - X_S^*} \left[ n^* \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{X_{jj}^* + X_S^* + 2X_0^*}{X_{jj}^* + 2X_S^* + 3X_0^*} \frac{E_c^*}{2} \left( \vartheta + \frac{\pi}{3} \right) \right] + I_{3\gamma}. \end{cases} \quad (24)$$

Интервал 1 при  $\psi_0 + \gamma \leq \vartheta < \psi_0 + \pi/3$  длительностью  $\pi/3 - \gamma$  одновременно-го проводящего состояния  $V1$  и  $V6$ . Сохраним дополнительный индекс «1» в обозначении токов на интервале 1.

Для этого интервала справедлива система (12), однако постоянные интегрирования  $I_{11}$  и  $I_{21}$  следует искать из условий  $i_{cr11}^*(\psi_0 + \gamma) = i_{cr1\gamma}^*(\psi_0 + \gamma)$ ,  $i_{cr21}^*(\psi_0 + \gamma) = i_{cr2\gamma}^*(\psi_0 + \gamma)$ .

В полученных уравнениях для режима 4 присутствует  $\gamma$ , определить который можно из условия  $i_{сг3\gamma}^*(\psi_0 + \gamma) = 0$ , решив это уравнение относительно  $\gamma$ .

С увеличением  $n^*$  увеличивается  $\gamma$ . При  $n^* = n_{гр6}^*$   $\gamma = \pi/3$ , длительность интервала 1 равна 0.

### 8. Режим 5

Режим 5 возникает при  $n^* > n_{гр6}^*$ . Режим 5 алогичен режиму 4, но характеризуется  $\gamma = \pi/3 = \text{const}$ .

Приняв  $\gamma = \pi/3$  в системе (24) при условии  $i_{сг3\gamma}^*(\psi_0 + \gamma) = 0$ , используя выражение (19) и решив уравнение  $i_{сг3\gamma}^*(\psi_0(n^*) + \pi/3) = 0$  относительно  $n^*$  можно найти  $n_{гр6}^*$ . При  $q = 1$ ,  $X_S^* = 1/(1+q) \cos(2\pi)$  и  $X_0^* = 2 n_{гр6}^* = 1,3906195029$ .

Токи фаз генератора на интервале  $\gamma$  описываются системой уравнений (24). Постоянные интегрирования  $I_{j\gamma}$  ( $j = 1 \dots 3$ ) можно найти из условий  $i_{сг1\gamma}^*(\psi_0) = 0$ ,  $i_{сг2\gamma}^*(\psi_0) = -i_{сг1\gamma}^*(\psi_0 + \gamma)$ ,  $i_{сг3\gamma}^*(\psi_0) = -i_{сг2\gamma}^*(\psi_0 + \gamma)$ .

В получаемых таким образом уравнениях для режима 5 присутствует  $\psi_0$ , определить который можно из условия  $i_{сг3\gamma}^*(\psi_0 + \gamma) = 0$ , приняв  $\gamma = \pi/3$  и решив указанное уравнение относительно неизвестного  $\psi_0$ .

### Заключение

Проведенный анализ электромагнитных процессов в системе «трехфазный синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов – мостовой вентильный преобразователь», с дополнительным дросселем в нейтрали генератора при вариации частоты вращения вала генератора для случая неуправляемых ключей (диодов), выявил семь режимов работы системы, обусловленных длительностями протекания токов фаз генератора, дросселя и ключей на такте преобразования энергии. Выявленные режимы работы отличаются от режимов работы систем с нулевыми и мостовыми схемами преобразователей без дополнительного дросселя. Для всех режимов работы исследуемой системы определены: граничная частота вращения вала генератора, до которой существует режим; углы вынужденного включения; длительности протекания токов элементов системы. В соответствии с известными методиками анализа систем с ВП проведенное исследование является основой анализа систем с тиристорами и СГЭЭ с НПЧсЕК.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Система генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения / С.А. Харитонов, Д.В. Коробков, М.А. Маслов, Н.И. Бородин, А.В. Левин, М.М. Юхнин, Э.Я. Лившиц // Электротехника. – 2008. – № 6. – С. 27–32.
2. Некоторые особенности конструктивного исполнения полупроводникового преобразователя частоты для авиационной системы генерирования / В.В. Машинский, Д.В. Коробков, С.А. Харитонов, М.М. Юхнин, Э.Я. Лившиц // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – 2012. – Ч. 3. – С. 61–63.

3. ГОСТ Р 54073–2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. – Введ. 2011–01–01. – М. : Стандартинформ, 2011. – 40 с.
4. **Грабовецкий Г.В., Коробков Д.В., Харитонов С.А.** Особенности работы инвертора напряжения в системе генерирования электрической энергии летательного аппарата // Доклады АН ВШ РФ. – 2012. – № 1 (18). – С. 69–79.
5. Патент 2513113 Российская Федерация, МПК Н 02 J 3/26. Система генерирования электрической энергии трехфазного переменного тока с инвертором напряжения / С.А. Харитонов, Д.В. Коробков, В.В. Машинский, С.Н. Завертан, П.А. Бачурин, А.В. Гейст, Д.В. Макаров, С.В. Воробьева. – № 2012125942/07; заявл. 21.06.2012; опубл. 20.04.2014, Бюл. № 11.
6. **Зиновьев Г.С.** Силовая электроника: монография. – М.: Юрайт, 2012. – 667 с.
7. **Харитонов С.А.** Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
8. Система генерирования переменного тока типа «синхронный генератор с РЗМ – преобразователь частоты» для ветроэнергетической установки мощностью 1000кВт «Радуга-1» / Г.В. Грабовецкий, С.А. Харитонов, В.Ф. Лучкин, Е.Б. Преображенский, Н.И. Бородин, Н.Н. Лаптев, М.М. Юхнин // Труды третьей международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96. – Новосибирск: НГТУ, 1996. – Т. 8. – С. 29–32.
9. Результаты испытаний системы генерирования переменного тока «синхронный генератор – циклоконвертор» для ветроэнергетической установки мощностью 1000кВт / С.А. Харитонов, С.В. Брованов, А.В. Филатов, М.В. Мартинович, П.В. Акимов, Д.В. Коробков // Труды третьей международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96. – Новосибирск: НГТУ, 1996. – Т. 8. – С. 33–35.
10. **Коробков Д.В.** Анализ статического режима работы СГЭЭ типа «МЭГ – НПЧ с ЕК» для ВЭУ с переменной частотой вращения вала ветротурбины при параллельной работе с промышленной сетью // Техническая электродинамика. Силовая электроника та энергоэффективность. – 2005. – Ч. 2. – С. 52–53.
11. **Коробков Д.В.** Методика и программа анализа качества генерируемой энергии СГЭЭ типа «МЭГ – НПЧ с ЕК» при параллельной работе с промышленной сетью // Техническая электродинамика. Силовая электроника та энергоэффективность. – 2007. – Ч. 2. – С. 73–78.

**THE THREE PHASE PMSG – FULL BRIDGE RECTIFIER SYSTEM  
WITH AN ADDITIONAL REACTOR IN NEUTRAL:  
THE IDENTIFICATION OF THEIR OPERATING MODES  
AND CONDITIONS OF EXISTENCE**

**Korobkov D.V.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

One of the tasks of obtaining the required characteristics of energy quality while designing electric power generation systems (EPGS), made on the basis of a permanent magnets synchronous generator (PMSG) – a controlled valve converter (VC) – an autonomous transistor voltage inverter (VI) structural scheme is to provide a small, close to zero level of the constant component of load alternating voltage. A way of solving this problem can be to connect an additional reactor to the neutral of the PMSG and the midpoint of the IN DC link. The latter is connected to the load neutral in such EPGSs. The analysis of electromagnetic processes in the system with a three-phase SG was carried out using the LE-phase equivalent circuit of SG (the system efficiency is high and reactive elements dominate in the electromagnetic processes formation) with mutual inductances of the SG phases at a constant flux linkage in the energy conversion cycle. The analysis of the system revealed seven operating modes of the system different from the modes in the systems with a three-phase half-wave rectifier and a full-wave bridge rectifier when the VP keys are diodes. These modes are discontinuous currents of SG phases, VP keys and the reactor; con-

tinuous reactor currents with the duration of the SG phases current of  $\pi/3$ ; discontinuous currents of VP keys with two intervals, with the first interval being less than  $\pi/3$  and the second interval being equal to  $\pi/3$ ; continuous currents of the VP keys with two intervals, with the first interval being less than  $\pi/3$  and the second interval being equal to  $\pi/3$ ; simultaneous operation of three keys with switching off the key entering into operation after the switching angle  $\gamma$ ; continuous currents of keys, with  $\gamma$  being less than  $\pi/3$  whose current form is caused by the presence of the circuit formed by the reactor; the mode similar to the previous one, but with  $\gamma$  being equal to  $\pi/3$ . Expressions of the SG shaft boundary speed up to which the mode exists as well as a forced switch-on angle and current duration for all operation modes were obtained. The presented results are the basis of the analysis of the system with thyristors and EPGS with cycloconverters.

*Keywords:* equivalent circuit of a permanent magnet synchronous generator, electromagnetic processes in the system with a controlled valve converter.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-44-61

#### REFERENCES

1. Kharitonov S.A., Korobkov D.V., Maslov M.A., Borodin N.I., Levin A.V., Yukhnin M.M., Livshits E.Ya. Sistema generirovaniya elektricheskoi energii tipa "peremennaya skorost' – postoyannaya chastota" na baze sinkhronnogo generatora s vzbuzhdeniem ot postoyannykh magnitov i invertorov napryazheniya [Variable speed constant frequency power generation system based on a synchronous generator excited from permanent magnets and voltage inverters]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 2008, no. 6, pp. 27–32. (In Russian).
2. Maschinskii V.V., Korobkov D.V., Kharitonov S.A., Yukhnin M.M., Livshits E.Ya. Nekotorye osobennosti konstruktivnogo ispolneniya poluprovodnikovogo preobrazovatelya chastoty dlya aviacionnoj sistemy generirovaniya [Some features of the semiconductor frequency converter design for aircraft generation system]. *Tekhnichna elektrodinamika. Silovaya elektronika ta energoefektivnist' – Technical electrodynamics. Power electronics and energy efficiency*, 2012, pt. 3, pp. 61–63.
3. GOST R 54073–2010. *Sistemy elektrosnabzheniya samoletov i vertoletov. Obshchie trebovaniya i normy kachestva elektroenergii* [State Standard 54073–2010. Electric power supply systems of airplanes and helicopters. General requirements and norms of quality of electric energy]. Moscow, Standartinform Publ., 2010. 40 p.
4. Grabovecky G.V., Korobkov D.V., Kharitonov S.A. Osobennosti raboty invertora napryazheniya v sisteme generirovaniya elektricheskoi energii letatel'nogo apparata [The voltage-source inverter in system of generating of electric energy for the aircraft, feature of work]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2012, no. 1 (18), pp. 69–79.
5. Kharitonov S.A., Korobkov D.V., Maschinskii V.V., Zavertan S.N., Bachurin P.A., Geist A.V., Makarov D.V., Vorob'eva S.V. *Sistema generirovaniya elektricheskoi energii trekhfaznogo peremennogo toka s invertorom napryazheniya* [Three-phase alternating current generating system with voltage inverter]. Patent RF, no. 2513113, 2014.
6. Zinov'ev G.S. *Silovaya elektronika* [Power electronics]. Moscow, Yurait Publ., 2012. 667 p.
7. Kharitonov S.A. *Elektromagnitnye protsessy v sistemakh generirovaniya elektricheskoi energii dlya avtonomnykh ob'ektov* [Electromagnetic processes in power generating systems for standalone units]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2011. 536 p.
8. Grabovetskii G.V., Kharitonov S.A., Luchkin V.F., Preobrazhenskii E.B., Borodin N.I., Laptev N.N., Yukhnin M.M. [AC generating system "synchronous generator REM – the frequency Converter" type for 1000kW wind power plant "Raduga-1"]. *Trudy tret'ei mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnoy priborostroeniya» APEP-96* [Proceedings of Third international scientific-technical conference "Actual problems of electronic instrument engineering" APEIE-96]. Novosibirsk, 1996, vol. 8, pp. 29–32. (In Russian).
9. Kharitonov S.A., Brovanov S.V., Filatov A.V., Martinovich M.V., Akimov P.V., Korobkov D.V. [Test results of the AC generation system "synchronous generator-cycloconverter" for 1000 kW wind power plant]. *Trudy tret'ei mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnoy priborostroeniya» APEP-96* [Proceedings of Third international scientific-technical conference "Actual problems of electronic instrument engineering" APEIE-96]. Novosibirsk, 1996, vol. 8, pp. 33–35. (In Russian).

10. Korobkov D.V. Analiz staticheskogo rezhima raboty SGEE tipa "MEG – NPCh s EK" dlya VEU s peremennoi chastotoi vrashcheniya vala vetroturbiny pri parallel'noi rabote s promyshlennoi set'yu [The static mode analysis of "PMSG – cycloconverter" type EPGS operation for wind turbines with variable shaft speed of the wind turbine in parallel operation with industrial network]. *Tekhnichna elektrodinamika. Silova elektronika ta energoefektivnist'* – *Technical electrodyamics. Power electronics and energy efficiency*, 2005, pt. 2, pp. 52–53.
11. Korobkov D.V. Metodika i programma analiza kachestva generiruemoi energii SGEE tipa "MEG – NPCh s EK" pri parallel'noi rabote s promyshlennoi set'yu [Method and program of quality analysis of "PMSG – cycloconverter" type EPGS generated energy in parallel operation with the industrial network]. *Tekhnichna elektrodinamika. Silova elektronika ta energoefektivnist'* – *Technical electrodyamics. Power electronics and energy efficiency*, 2007, pt. 2, pp. 73–78.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Коробков Дмитрий Владиславович** – родился в 1971 году, заместитель директора ИСЭ НГТУ, старший преподаватель кафедры электроники и электротехники НГТУ. Область научных интересов: автономные системы генерирования электрической энергии с полупроводниковыми преобразователями. Опубликовано более 50 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: korobkov@corp.nstu.ru, kpe@ngs.ru).

**Korobkov Dmitry Vladislavovich** – he was born in 1971, deputy Director of IPE of NSTU, senior teacher of NSTU electronics and electrical engineering department. His research interests are currently focused on standalone electrical energy generation systems with semiconductor converters. He is author of more than 50 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: korobkov@corp.nstu.ru, kpe@ngs.ru).

*Статья поступила 28 сентября 2018 г.  
Received September 28, 2018*

## To Reference:

Korobkov D.V. Sistema «trekhfaznyi MEG – mostovoi vypriyatel'» s dopolnitel'nym drossелеm v neutrali: opredelenie rezhimov raboty i uslovii ikh sushchestvovaniya [The three phase PMSG – full bridge rectifier system with an additional reactor in neutral: the identification of their operating modes and conditions of existence]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii* – *Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 44–61. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-44-61.

УДК 621.313.333

**ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МЕЖВИТКОВОГО КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ  
НА КАЧЕСТВО РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ****Е.О. Лавренов, З.С. Темлякова, А.А. Темляков***Новосибирский государственный технический университет*

Работа посвящена оценке уровня влияния межвиткового короткого замыкания в одной из фаз ротора на качество работы асинхронного двигателя. В качестве объекта исследования выступает асинхронный двигатель с фазным ротором, широко применяемый в качестве привода механизмов в цементной промышленности, отличающейся тяжелыми условиями эксплуатации. В связи со спецификой режима межвиткового короткого замыкания применение стандартной методики расчета характеристик двигателя в этом случае оказывается невозможным. В качестве решения задачи представлена модификация классической математической модели асинхронного двигателя для расчета токов и момента двигателя в условиях несимметрии роторной цепи. С использованием программного пакета MatLab выполнено численное моделирование подобного режима для двигателя АКЗ 13–62–8УХЛ4. Представлены зависимости токов фаз обмоток статора и ротора, угловой частоты вращения ротора от времени, а также статическая и механическая характеристики машины в режиме межвиткового короткого замыкания в одной из фаз ротора. Выделены характерные особенности воздействия данного режима на отдельные характеристики, а также работу машины в целом. На основе анализа полученных результатов выделены критерии, позволяющие сделать вывод о целесообразности продолжения эксплуатации поврежденного двигателя.

*Ключевые слова:* асинхронный двигатель, межвитковое короткое замыкание, математическое моделирование, электрическая несимметрия.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-62-72

**Введение**

В цементном производстве в качестве элемента электропривода тарельчатых питателей сырьевых мельниц, клинкерных транспортеров, шламовых насосов, печей обжига используются высоковольтные асинхронные двигатели как с фазным, так и с короткозамкнутым ротором.

Причины возникновения неисправностей асинхронных двигателей имеют различную природу. Одной из наиболее распространенных причин аварий в подобных производствах является работа двигателя в условиях высокого загрязнения. Кроме того, аварии являются результатом несовершенства технологических процессов производства, несоблюдения условий эксплуатации.

Согласно статистике, капитальному ремонту подвергается приблизительно 20 % электродвигателей, в остальных случаях неисправности возникают на более ранних сроках эксплуатации. В 70–80 % случаях выхода из строя асинхронных двигателей причиной является повреждение обмоток. В свою очередь, выход из строя обмоток в 93 % случаях обусловлен межвитковым замыканием [1]. Возникающие дефекты становятся причиной возникновения различного рода несимметрий в электрических и магнитных цепях электродвигателей.

При этом межвитковые короткие замыкания являются одними из наиболее трудно выявляемых повреждений. Наиболее эффективные методы (анализ спектра модулей векторов Парка, анализ магнитного потока, измерение частичных разрядов, сигнатурный анализ электрических сигналов электродвигателя и др.)

основаны на выявлении характерных частотных составляющих сигнала, свидетельствующих о наличии данного вида неисправности. Однако на практике источником таких частотных составляющих может выступать небольшой дисбаланс питающего напряжения, который неизбежен при эксплуатации, либо изменения в приводимом механизме [2, 3]. Поэтому по данному критерию довольно трудно различить межвитковое короткое замыкание и, например, несимметрию питающего напряжения.

Целью работы является оценка влияния межвиткового короткого замыкания на величины токов обмоток и электромагнитного момента асинхронного двигателя.

### 1. Математическое моделирование

Ниже представлены результаты вывода системы дифференциальных уравнений для исследования межвитковых коротких замыканий в одной из фаз ротора (в данном случае в фазе  $A$ ).

Система уравнений, описывающая электромагнитные процессы машины, построена на базе классического математического описания асинхронного двигателя в трехфазной естественной системе координат [4]. Для достижения сформулированной цели работы получена модификация математической модели, учитывающая особенности исследуемых режимов. В результате описание системы уравнений обеспечивает дополнительную возможность учета несимметрии обмоток, в качестве отличительного свойства модификации полученная система имеет дополнительное уравнение для короткозамкнутого контура обмотки фазы  $A$  ротора и учитывает долю короткозамкнутых витков поврежденной фазы [5].

Модифицированная система дифференциальных уравнений статора имеет вид

$$\begin{cases} u_A - i_A R_A - \frac{d\Psi_A}{dt} - u_B + i_B R_A + \frac{d\Psi_B}{dt} = 0, \\ u_B - i_B R_B - \frac{d\Psi_B}{dt} - u_C + i_C R_C + \frac{d\Psi_C}{dt} = 0, \\ i_A + i_B + i_C = 0. \end{cases} \quad (1)$$

Модифицированная система уравнений ротора запишется в виде

$$\begin{cases} -i_a v_o R_a - \frac{d\Psi_a}{dt} + i_b R_b + \frac{d\Psi_b}{dt} = 0, \\ -i_b R_b - \frac{d\Psi_b}{dt} + i_c R_c + \frac{d\Psi_c}{dt} = 0, \\ i_a + i_b + i_c = 0, \\ i_k R_k + \frac{d\Psi_a}{dt} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где  $R_k = R_a v_k$  – активное сопротивление короткозамкнутого контура.

При этом выражения потокосцеплений фаз статора и ротора имеют вид:

$$\begin{aligned} \Psi_A = (L_{1\sigma} + L_m) i_A - \frac{1}{2} L_m i_B - \frac{1}{2} L_m i_C + L_m v_o i_a \cos(\varphi + 0) + \\ + L_m v_k i_k \cos(\varphi + 0) + L_m i_b \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_c \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Psi_B = & (L_{1\sigma} + L_m)i_B - \frac{1}{2}L_m i_A - \frac{1}{2}L_m i_C + L_m i_b \cos(\varphi + 0) + \\ & + L_m i_c \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m v_o i_a \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + L_m v_k i_k \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Psi_C = & (L_{1\sigma} + L_m)i_C - \frac{1}{2}L_m i_A - \frac{1}{2}L_m i_B + L_m i_c \cos(\varphi + 0) + \\ & + L_m v_o i_a \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m v_k i_k \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_b \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \Psi_a = & (L_{2\sigma} + L_m)v_o^2 i_a + L_m v_o v_k i_k - \frac{1}{2}L_m v_o i_b - \frac{1}{2}L_m v_o i_c + \\ & + L_m v_o i_A \cos(-\varphi + 0) + L_m v_o i_B \cos\left(-\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m v_o i_C \cos\left(-\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Psi_b = & (L_{2\sigma} + L_m)i_b - \frac{1}{2}L_m v_o i_a - \frac{1}{2}L_m v_k i_k - \frac{1}{2}L_m i_c + \\ & + L_m i_B \cos(-\varphi + 0) + L_m i_C \cos\left(-\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_A \cos\left(-\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Psi_c = & (L_{2\sigma} + L_m)i_c - \frac{1}{2}L_m v_o i_a - \frac{1}{2}L_m v_k i_k - \frac{1}{2}L_m i_b + \\ & + L_m i_C \cos(-\varphi + 0) + L_m i_A \cos\left(-\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) + L_m i_B \cos\left(-\varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $L_m$  – эквивалентная взаимная индуктивность;  $L_{1\sigma}$  – индуктивность рассеяния обмотки статора;  $L_{2\sigma}$  – индуктивность рассеяния обмотки ротора;  $i_A, i_B, i_C$  – токи статора в фазах  $A, B$  и  $C$  соответственно;  $i_a, i_b, i_c$  – токи ротора в фазах  $A, B$  и  $C$  соответственно;  $v_k$  – отношение количества витков короткозамкнутого контура к общему количеству витков фазы ротора;  $v_o$  – отношение оставшихся «уцелевших» витков к общему количеству витков фазы ротора;  $\varphi$  – угол положения обмотки фазы ротора и соответствующей одноименной обмотки фазы статора.

В результате совместного решения уравнений (3)–(8) и (1), (2) получены уравнения, на основании которых рассчитываются величины токов и электромагнитного момента асинхронного двигателя при межвитковом коротком замыкании. Итоговая запись данных уравнений выглядит следующим образом.

Фаза  $A$  статора

$$\begin{aligned} & -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2}L_m\right)\frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2}L_m\right)\frac{di_B}{dt} + \\ & + L_m\left(-v_o\sqrt{3}\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3}\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)\right)\frac{di_a}{dt} + \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& +L_m \left( -v_k \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{6} \right) \right) \frac{di_k}{dt} + L_m \left( 3 \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right) \frac{di_b}{dt} + \\
& + L_m i_a \omega_r \left( v_o \sqrt{3} \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{3} \right) + \sqrt{3} \cos(\varphi) \right) + \\
& + L_m v_k i_k \omega_r \left( \sqrt{3} \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right) + L_m i_b \omega_r \left( 3 \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \\
& + (U_A \sin(\omega t - \alpha_a) - U_B \sin(\omega t - \alpha_b)) - i_A R_A + i_B R_B = 0.
\end{aligned}$$

Фаза *B* статора

$$\begin{aligned}
& -2 \left( L_{1\sigma} + \frac{3}{2} L_m \right) \frac{di_B}{dt} - \left( L_{1\sigma} + \frac{3}{2} L_m \right) \frac{di_A}{dt} + \\
& + L_m \left( v_o \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{2} \right) - \sqrt{3} \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{6} \right) \right) \frac{di_a}{dt} + \\
& + L_m \left( v_k \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{2} \right) \right) \frac{di_k}{dt} + L_m (-3 \cos(\varphi)) \frac{di_b}{dt} + \\
& + L_m i_a \omega_r \left( v_o \sqrt{3} \cos(\varphi - \pi) + \sqrt{3} \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \right) + \\
& + L_m v_k i_k \omega_r \left( \sqrt{3} \cos(\varphi - \pi) \right) + L_m i_b \omega_r \left( 3 \cos \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \right) + \\
& (U_B \sin(\omega t - \alpha_b) - U_C \sin(\omega t - \alpha_c)) - i_A R_C - i_B (R_B + R_C) = 0.
\end{aligned}$$

Фаза *A* ротора

$$\begin{aligned}
& - \left( (L_{2\sigma} + L_m) v_o^2 + L_m v_o - \frac{1}{2} L_m \right) \frac{di_a}{dt} - \left( L_m v_o v_k + \frac{1}{2} L_m v_k \right) \frac{di_k}{dt} + \\
& + \left( L_{2\sigma} + \frac{3}{2} L_m \right) \frac{di_b}{dt} + L_m \left( v_o \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{5\pi}{6} \right) + \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{2} \right) \right) \frac{di_A}{dt} + \\
& + L_m \left( v_o \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{2} \right) + \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{6} \right) \right) \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m i_A \omega_r \left( v_o \sqrt{3} \cos \left( \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - \sqrt{3} \cos(\varphi) \right) + \\
& + L_m i_B \omega_r \left( -v_o \sqrt{3} \cos(\varphi) + \sqrt{3} \cos \left( \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) - i_a v_o R_a + i_{rb} R_b = 0.
\end{aligned}$$

Фаза В ротора

$$\begin{aligned} & -2\left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2}L_m\right)\frac{di_b}{dt} - \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2}L_m\right)\frac{di_a}{dt} + L_m(-3\cos(\varphi))\frac{di_B}{dt} + \\ & + L_m\left(3\cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right)\frac{di_A}{dt} + L_m i_A \omega_r \left(3\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)\right) + \\ & + L_m i_B \omega_r \left(3\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)\right) - i_a R_c - i_b (R_b + R_c) = 0. \end{aligned}$$

Короткозамкнутый контур фазы А ротора

$$\begin{aligned} & v_k^2 (L_{2\sigma} + L_m) \frac{di_k}{dt} + \left(L_m v_o v_k + \frac{1}{2} L_m v_k\right) \frac{di_a}{dt} + \\ & + L_m v_k \sqrt{3} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \frac{di_A}{dt} + L_m v_k \sqrt{3} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \frac{di_B}{dt} + \\ & + L_m v_k i_A \omega_r \left(\sqrt{3} \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)\right) + L_m v_k i_B \omega_r \left(\sqrt{3} \cos(\varphi)\right) + i_k R_k = 0. \end{aligned}$$

Анализ полученных выражений позволяет констатировать отличительные признаки полученной математической модели: в уравнениях имеются составляющие, отражающие влияние тока дополнительного контура, образованного короткозамкнутыми витками, на токи фаз обмоток статора и ротора.

Электромагнитный момент асинхронной машины определяется как частная производная по геометрическому углу от общего запаса электромагнитной энергии машины. Электромагнитная энергия обмоток асинхронной машины определяется по соотношению:

$$W_{\Delta} = \frac{1}{2} \cdot [\Psi_A \cdot i_A + \Psi_B \cdot i_B + \Psi_C \cdot i_C + \Psi_a \cdot i_a + \Psi_b \cdot i_b + \Psi_c \cdot i_c].$$

Отсюда электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \frac{\partial W_{\Delta}}{\partial \gamma} Z_p,$$

где  $Z_p$  – число пар полюсов двигателя.

Уравнение движения записывается в виде

$$M - M_C = J \frac{d\omega_r}{dt},$$

где  $M_C$  – момент сопротивления;  $J$  – суммарный момент инерции электропривода;  $\omega_r$  – угловая частота вращения ротора.

## 2. Численное моделирование режима межвиткового короткого замыкания в роторе

В качестве объекта исследования выступает высоковольтный асинхронный электродвигатель с фазным ротором типа АКЗ 13-62-8УХЛ4 мощностью 630 кВт с синхронной частотой вращения 750 об/мин. Электродвигатели данного типа используются в цементной промышленности в качестве электропривода печей обжига клинкера.

В среде программного пакета MatLab реализовано моделирование режима пуска двигателя при наличии межвиткового короткого замыкания в одной из фаз ротора [6, 7]. В работе данный режим характеризуется зависимостями токов фаз обмоток статора и ротора, частоты вращения ротора в функции времени, механической характеристикой асинхронного двигателя.

На рис. 1, 2 приведены зависимости токов фаз статора и ротора в функции времени, на рис. 3 – зависимость частоты вращения от времени, на рис. 4 – механическая характеристика машины для случая 60 % витков фазы в короткозамкнутом контуре фазы  $A$  ротора ( $v_k = 0,6$ ) при номинальной механической нагрузке.

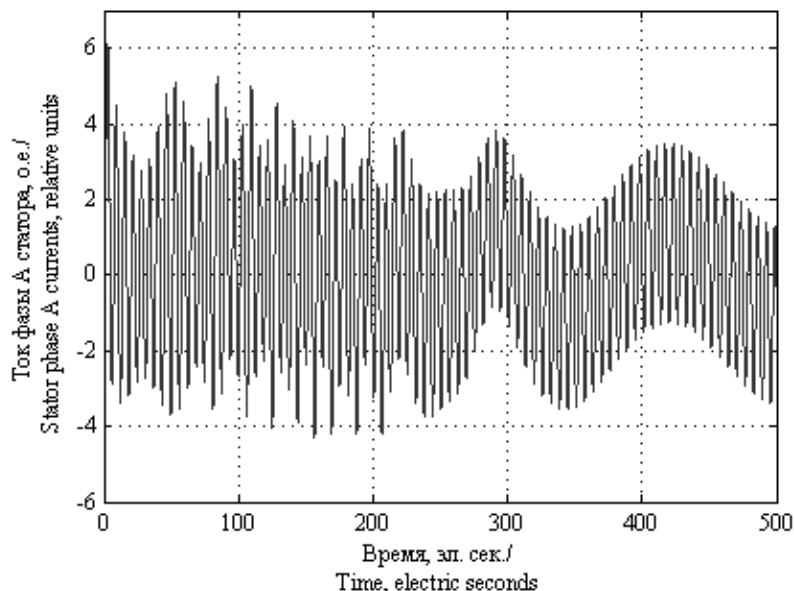


Рис. 1 – Ток фазы  $A$  статора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора при  $v_k = 0,6$

Fig. 1 – Stator current of phase  $A$  at turn-to-turn short circuit in one rotor phase with  $v_k = 0,6$

## 3. Анализ результатов моделирования режима межвиткового короткого замыкания

Как показывает анализ зависимости частоты вращения ротора в функции времени (рис. 3), увеличение частоты вращения вала ротора в диапазоне от 0 до 0,5 синхронной происходит за промежуток времени 280 электрических секунд. Следует отметить, что для моделируемого режима в последующий момент времени имеет место резкий провал механического момента, обусловленный эффектом Гергеса, который возникает в результате несимметрии в цепи ротора.

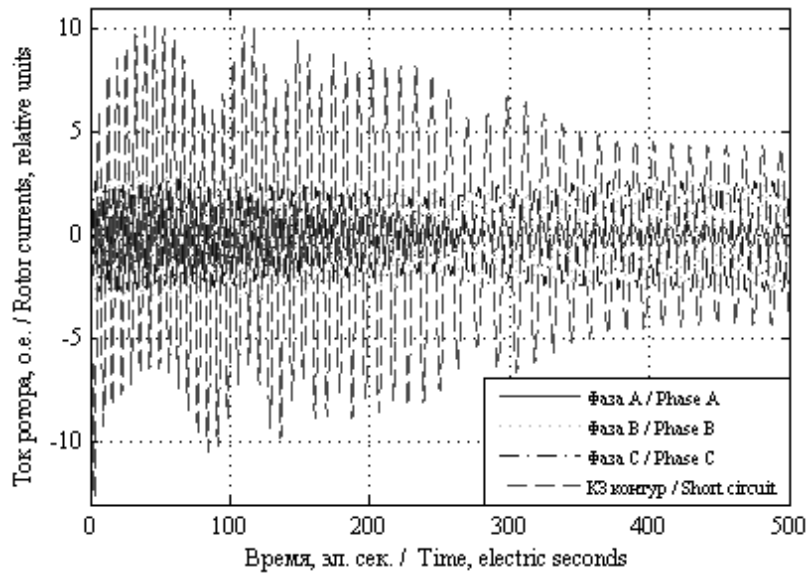


Рис. 2 – Токи фаз ротора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора при  $v_k = 0,6$

Fig. 2 – Rotor current of phase A at turn-to-turn short circuit in one rotor phase with  $v_k = 0,6$

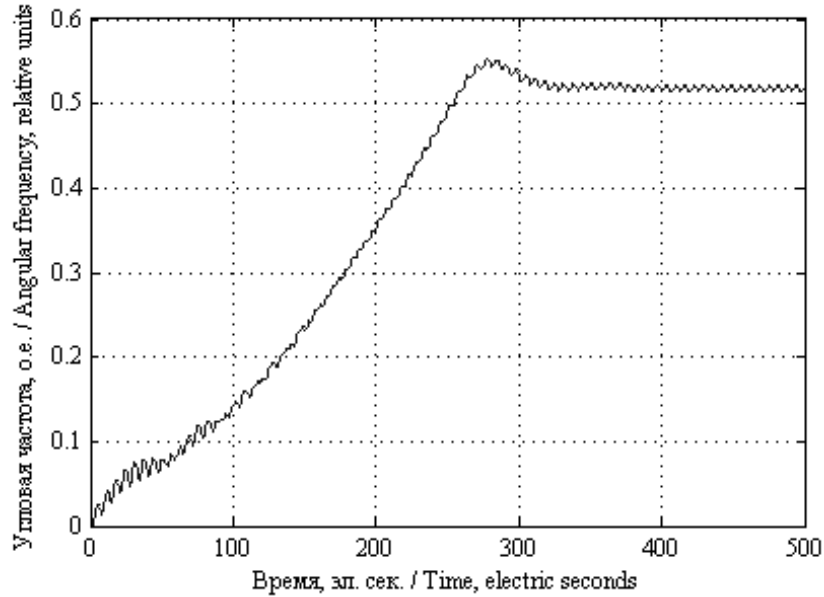


Рис. 3 – Частота вращения ротора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора при  $v_k = 0,6$

Fig. 3 – Rotor rotational speed at turn-to-turn short circuit in one rotor phase with  $v_k = 0,6$

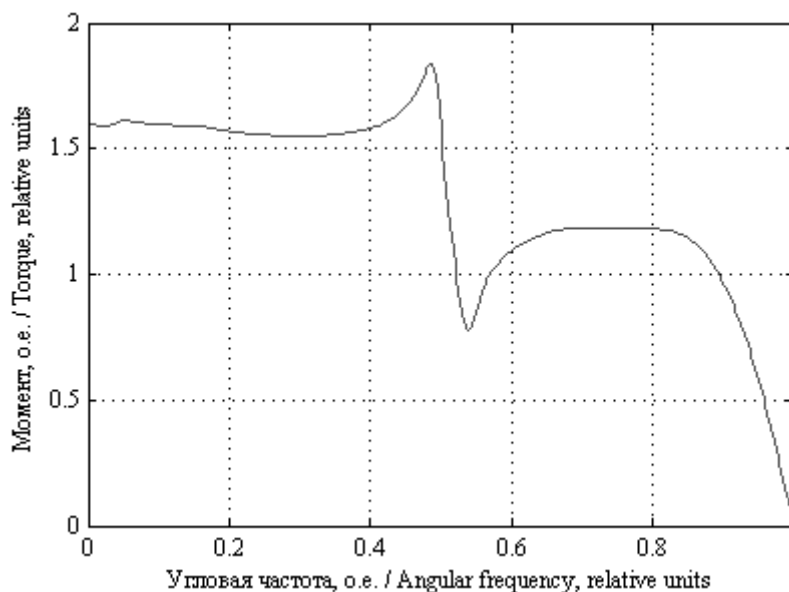


Рис. 4 – Статическая механическая характеристика двигателя при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с  $\nu_k = 0,6$   
 Fig. 4 – Motor static mechanical characteristic at turn-to-turn short circuit in one rotor phase with  $\nu_k = 0,6$

Анализ зависимостей токов фаз ротора в функции времени, приведенных на рис. 2, в свою очередь, показывает, что ток короткозамкнутого контура примерно на порядок превосходит значения токов в уцелевших частях обмоток ротора. Это обстоятельство предопределяет превышение токов фаз ротора выше допустимых значений. Так как электрические потери в обмотке пропорциональны квадрату тока, то значение мощности потерь в меди короткозамкнутого контура будет примерно в 100 раз превосходить номинальные расчетные значения, что неминуемо приведет к недопустимому перегреву электрической машины и развитию аварийной ситуации.

Анализ зависимостей токов фаз обмоток статора двигателя, показанных на рис. 1, позволяет констатировать модулирующий эффект тока короткозамкнутого контура, представленного на рис. 2. Амплитуды токов также имеют повышенные значения по сравнению с номинальной величиной, что является недопустимым и говорит о необходимости немедленного отключения аварийного двигателя.

Исследования показали, что вид характеристик, по которым делается вывод о степени аварийности состояния обмотки, в частности амплитуды токов фаз обмоток двигателя и величина провала в механической характеристике, в значительной степени зависит от значения параметра  $\nu_k$ , который учитывает отношение короткозамкнутых витков к общему количеству витков фазы обмотки.

С целью верификации модификации математической модели сформирован массив расчетных данных высоковольтных асинхронных двигателей типа АКЗ 13-62-8УХЛ4 в диапазоне мощностей 630...2000 кВт.

Систематизация результатов расчета асинхронных двигателей в указанном диапазоне мощности показывает, что при доле короткозамкнутых витков  $\geq 0,6$  величина провала момента при частоте вращения близкой к 0,5 синхронной достигает величины, меньшей уровня номинальной нагрузки.

Двигатель при этом теряет способность осуществлять заданные функции по причине того, что на данном отрезке времени момент нагрузки оказывается больше электромагнитного момента асинхронного двигателя. Это прерывает монотонность увеличения частоты вращения вала ротора, которая при указанных обстоятельствах является ограниченной величиной, близкой к половине синхронной частоты вращения.

### Заключение

Для решения задачи оценки влияния межвиткового короткого замыкания на значения токов обмоток и электромагнитного момента асинхронного двигателя разработана модификация базовой математической модели асинхронного двигателя.

Для асинхронных двигателей типа АКЗ 13-62-8УХЛ4 в диапазоне мощностей 630...2000 кВт получен массив расчетных данных токов фаз обмоток и электромагнитных моментов.

Получены следующие основные результаты для указанного диапазона мощности асинхронных двигателей:

– величина провала механического момента двигателя при частоте вращения близкой к половине синхронной достигает значения, меньшего уровня номинальной нагрузки при доле короткозамкнутых витков  $\geq 0,6$ ;

– сопровождающее режим резкое возрастание токов фаз неминуемо приведет к недопустимому перегреву электрической машины и развитию аварийной ситуации.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Копылов И.П., Клоков Б.К.** Справочник по электрическим машинам. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
2. **Виноградов А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: Иванов. гос. энерг. ун-т им. В.И. Ленина, 2008. – 298 с.
3. Диагностика неисправностей асинхронных двигателей на основе спектрального анализа токов статора / Н.Р. Сафин, В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский, А.А. Дмитриевский, В.М. Казакбаев // Энергобезопасность и энергосбережение. – 2014. – № 3. – С. 34–39.
4. ГОСТ ISO 20958–2015. Контроль состояния и диагностика машин. Сигнатурный анализ электрических сигналов трехфазного асинхронного двигателя. – Введ. 2016–11–01. – М.: Стандартинформ, 2016. – 28 с.
5. **Лавренов Е.О., Тюков В.А.** Численное моделирование несимметрии статора и ротора асинхронного двигателя // Электротехника. – 2017. – № 1. – С. 7–12.
6. Finite element code for multidimensional numerical analysis of squirrel-cage induction motor / M.G. Persova, Yu.G. Soloveichik, N.V. Kondratyev, Z.S. Temlyakova, A.A. Temlyakov // Actual issues of mechanical engineering (AIME 2017): proceedings of the International conference, Tomsk, 27–29 July 2017. – Paris: Atlantis Press, 2017. – P. 847–853.
7. Компьютерная поддержка проектирования высоковольтных асинхронных двигателей / З.С. Темлякова, В.В. Гречкин, Ю.Г. Соловейчик, М.Г. Персова // Электротехника. – 2014. – № 12. – С. 33–35.

### ESTIMATION OF THE TURN-TO-TURN SHORT CIRCUIT EFFECT ON THE INDUCTION MOTOR OPERATION QUALITY

**Lavrenov E.O., Temlyakova Z.S., Temlyakov A.A.**  
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The paper is devoted to the evaluation of the influence level of turn-to-turn short circuit in one of rotor phases on induction motor operation quality. The object of research is an induction motor with a phase rotor widely used as a drive mechanism in the cement industry characterized by

severe operating conditions. Because of the turn-to-turn short circuit mode specificity, application of a standard method for calculating motor characteristics is impossible in this case. A modification of the classic mathematical model for calculating currents and torques under rotor circuit unbalanced condition is presented as a solution of the problem. As a result of numerical simulation, the dependences of phase currents of the stator and rotor windings, the angular frequency of the rotor, as well as static mechanical characteristics of the machine in the turn-to-turn short circuit mode in one of the rotor phases are shown. Based on the results obtained, criteria are pointed out that make it possible to conclude that it is advisable to continue the damaged motor operation. As future research, it is possible to create a real-time diagnostic system based on the developed algorithm for calculating symmetric modes of an induction motor.

*Keywords:* induction motor, turn-to-turn short circuit, mathematical simulation, electrical unbalanced condition.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-62-72

#### REFERENCES

1. Kopylov I.P., Klokov B.K. *Spravochnik po elektricheskim mashinam* [Handbook of electrical machines]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 456 p.
2. Vinogradov A.B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka* [Vector equation of an AC drive]. Ivanovo, Ivanovo State Power University named after V.I. Lenin, 2008. 298 p.
3. Safin N.R., Prakht V.A., Dmitrievskii V.A., Dmitrievskii A.A., Kazakbaev V.M. Diagnostika neispravnosti asinkhronnykh dvigatelei na osnove spektral'nogo analiza tokov statora [Diagnostics of induction motors based on spectral analysis of stator currents]. *Energobezopasnost' i energosberezhenie – Energy Safety and Energy Economy*, 2014, no. 3, pp. 34–39.
4. GOST ISO 20958–2015. *Kontrol' sostoyaniya i diagnostika mashin. Signaturnyi analiz elektricheskikh signalov trekhfaznogo asinkhronnogo dvigatelya* [State Standard ISO 20958–2015. Condition monitoring and diagnostics of machine systems. Electrical signature analysis of three-phase induction motors]. Moscow, Standartinform Publ., 2016. 28 p.
5. Lavrenov E.O., Tyukov V.A. Chislennoe modelirovanie nesimmetrii statora i rotora asinkhronnogo dvigatelya [Stator and rotor asymmetry modeling of an induction motor]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 2017, no. 1, pp. 7–12. (In Russian).
6. Persova M.G., Soloveichik Yu.G., Kondratyev N.V., Temlyakova Z.S., Temlyakov A.A. *Finite element code for multidimensional numerical analysis of squirrel-cage induction motor*. Proceedings of the International Conference "Actual Issues of Mechanical Engineering" (AIME 2017), Tomsk, 27–29 July 2017, pp. 847–853.
7. Temlyakova Z.S., Grechkin V.V., Soloveichik Yu.G., Persova M.G. Komp'yuternaya podderzhka proektirovaniya vysokovol'tnykh asinkhronnykh dvigatelei [Computer support for the design of high-voltage asynchronous motors]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 2014, 12, pp. 33–35.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



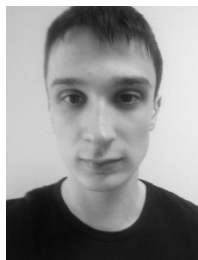
**Лавренов Евгений Олегович** – получил степень бакалавра и магистра техники и технологии в Новосибирском государственном техническом университете в 2011 и 2013 гг. соответственно. В настоящее время является аспирантом кафедры электромеханики. Область научных интересов: математическое моделирование режимов работы асинхронных двигателей, диагностика неисправностей. Опубликовано 25 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: e.lavrenov@inbox.ru).

**Lavrenov Evgeniy Olegovich** – received B.S. and M.S. degrees from Novosibirsk state technical university in 2011 and 2013, respectively. He is currently a postgraduate student of Electromechanics department of Novosibirsk state technical university. His research interests are in the area of induction motor operation, fault diagnostic and detection using mathematical modeling. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: e.lavrenov@inbox.ru).



**Темлякова Зоя Савельевна** – профессор кафедры электромеханики, д-р техн. наук, профессор. Окончила НГТУ (НЭТИ) в 1971 году, инженер электромеханик. Докторскую диссертацию «Развитие теории и методов электромагнитных расчетов управляемых асинхронных машин» защитила в 2000 году. Ученое звание профессора по кафедре электромеханики присвоено в 2003 году. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: temlyakova@corp.nstu.ru).

**Temlyakova Zoya Savelevna** – Doctor of Sciences (Eng.), professor of Electromechanic department of Novosibirsk state technical university since 2003. She graduated NSTU in 1971. In 2000 she defend doctoral dissertation with subject “Development of the theory and methods of electromagnetic calculations of controlled asynchronous machines”. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: temlyakova@corp.nstu.ru).



**Темляков Антон Александрович** – студент факультета мехатроники и автоматизации. Направление подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника». (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: maksidor@inbox.ru)

**Temlyakov Anton Aleksandrovich** – student of Mechatronic and automation faculty NSTU. Field of education is power systems engineering. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: maksidor@inbox.ru).

*Статья поступила 02 декабря 2018 г.*

*Received December 02, 2018*

---

To references:

Lavrenov E.O., Temlyakova Z.S. Temlyakov A.A. Otsenka vliyaniya mezhvitkovogo korotkogo замыкания на качество работы асинхронного двигателя [Estimation of turn-to-turn short circuit effect on the induction motor operation quality]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 62–72. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-62-72.



УДК 621.311

**ОЦЕНКА МОЩНОСТИ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК  
НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ МОДЕЛИ ВЕТРОВОГО ПОТОКА И ЕГО  
ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК****В.З. Манусов, Н. Хасанзода***Новосибирский государственный технический университет*

Для прогнозирования скорости ветра и угла его направления предлагается использовать авторегрессию на основе концепции нечетких систем, которая признана достаточно удобным инструментом моделирования. Цель нечеткого регрессионного анализа состоит в том, чтобы найти регрессионную модель, которая удовлетворяет всем наблюдаемым нечетким данным в пределах указанного критерия оптимальности. Согласно этому методу, коэффициенты регрессии являются нечеткими числами, которые могут быть выражены как числа интервала со значениями принадлежности. В работе осуществляется прогнозирование скорости и направления ветровых потоков для Дальневосточного побережья. Показано, что на этой основе может быть определена мощность и выработка электроэнергии ветроэлектростанции и возможность покрытия ею графика нагрузки с функцией аккумуляции энергии. Высокое внедрение ветровых электростанций (ВЭС) в энергосистему приводит к некоторым неудобствам в работе системных операторов, прежде всего это связано с непредсказуемым и изменчивым характером скорости ветра и вырабатываемой ВЭС мощности соответственно. Несмотря на то что мощность, выработанная на ВЭС, не регулируется системным оператором, точное прогнозирование скорости ветра и угла его направления могло бы решить данную проблему, внося тем самым существенный вклад в повышение надежности систем электроснабжения.

*Ключевые слова:* авторегрессия, нечеткие системы, регрессионная модель возобновляемых источников энергии, ветроэнергетическая станция, ветроэнергетическая установка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-73-82

**Введение**

Растущие цены на ископаемое топливо ускоряют процесс перехода на возобновляемые источники энергии. Среди разнообразия таких источников в настоящее время пользуется довольно большим спросом ветровая энергия, как один из наиболее эффективных и чистых источников энергии [1]. С 1999 по 2017 г. суммарная установленная мощность ветроустановок (ВЭУ) в мире выросла с 14 до 540 ГВт, с приростом в последние годы свыше 10 % в год. Наибольшее развитие ветроэнергетика получила в Китае, США, Германии, Испании, Индии, Великобритании. В отдельных странах и регионах доля установленной мощности ВЭУ превышает 20 % и даже 40 % (Дания). Установленная мощность крупнейших наземных и наводных комплексов (ВЭК) достигает сотен и даже тысяч МВт. Максимальная единичная мощность действующих ВЭУ составляет 8 МВт, в процессе разработки ВЭУ мощностью до 12 МВт. В 2017 г. введен первый промышленный плавучий ВЭК, продемонстрировавший работу со средним коэффициентом использования мощности 65 %. Исходя из достигнутых в 2017 г. уровня и темпов развития мировой ветроэнергетики предполагается, что к 2030 г. установленная мощность ВЭУ достигнет в сумме 977 МВт: 905 ГВт – наземных ВЭК и 72 ГВт – наводных ВЭК, включая плавучие.

Однако интеграция подобных источников энергии в электроэнергетическую систему вызывает различного рода проблемы, которые сегодня находят свое решение [2]. Наряду с этим надо отметить, что вырабатываемая мощность ветроэнергетическими установками сильно зависит от метеорологических факторов, в частности скорости ветра [3, 4]. Соответственно неожиданное изменение мощности ВЭС может привести к таким производственным издержкам, как потребность в увеличении основной резервной мощности и увеличение рисков в надежности электроснабжения [5].

Системным операторам необходимо прогнозировать изменения вырабатываемой ВЭС мощности и точно знать объемы выработки, чтобы планировать необходимый объем резерва и управлять процессами в сети с учетом прогнозных данных. Для уменьшения объема резервной мощности и повышения уровня проникновения ВЭС в энергосистему необходимо точное прогнозирование скорости ветра [6]. Также необходимо отметить, что прогнозирование скорости ветра играет важную роль в распределении балансирующей мощности. Наряду с этим прогнозирование мощности ветрового потока позволяет планировать объем мощности на сутки вперед и участвовать на рынке электроэнергии [7].

Сегодня существует несколько методов прогнозирования мощности ветра, которые условно были разделены на шесть групп: инерционный метод, физический метод, статистический метод, метод пространственной корреляции, методы искусственного интеллекта и гибридный метод [8].

В настоящее время для решения задач прогнозирования в большинстве случаев используется модель авторегрессии скользящего среднего (ARMA), а также авторегрессии интегрированного скользящего среднего (ARIMA). Наряду с этим в условиях системы с зависимыми и независимыми переменными используется авторегрессия скользящего среднего с экзогенными переменными (ARMAX) и авторегрессия интегрированного скользящего среднего с экзогенными переменными (ARIMAX), которые являются наиболее часто применяемыми классическими моделями для математического описания временных рядов. Модели ARMA обычно используются для стационарных процессов, а ARIMA является продолжением ARMA для нестационарных процессов. ARMA и ARIMA используют временной интервал и электропотребление, только как входные параметры. Так нагрузка, как правило, зависит от погоды и времени суток, ARIMAX является наиболее естественным инструментом для прогноза нагрузки среди классических моделей временных рядов [9].

Однако в большинстве программных продуктов в электроэнергетике в моделях авторегрессии учет метеофакторов выполнен слабо. Кроме того, к недостатку этих моделей относится невозможность прогнозирования кратковременных провалов электропотребления или порывов ветра, например в период праздников и штормовых явлений. В связи с этим предлагаемые модели позволяют повысить точность предсказания возможной потенциальной генерации возобновляемыми источниками энергии и на этой основе – их предикторного управления.

### **1. Нечеткая регрессионная модель прогнозирование скорости и направления ветра**

Скорость и направление ветра подвержены воздействию различных метеорологических факторов, что не позволяет указать какое-либо однозначное решение по их определению. В этом случае можно выбрать адекватную модель с учетом регрессии и нечеткой логики.

Преимущество таких модели состоит в том, что полученное решение представляет собой гладкую функцию, границы действия которой несколько размыты,

что снижает требования к точному определению функциональной зависимости  $y = f(x)$ . Точность аппроксимации может изменяться за счет увеличения или уменьшения базы нечетких правил.

Прогнозирование на основе нечетких моделей можно представить в виде некоторой базы исходных правил следующего вида [10]:

$$IF, x_1 \in A_{1i} \& \dots \& x_n \in A_{ni} \ THEN, y = \eta^i(x_j), i = \overline{1, \dots, m}, j = \overline{1, \dots, n}, \quad (1)$$

где  $A_{ji}$  – нечеткое подмножество для переменной  $x_j$  с функцией принадлежности  $\mu_{A_{ji}}(x_j)$ ;  $m$  – число нечетких правил;  $n$  – количество факторов;  $\eta^i(x_j)$  – функция, определяющая локальную зависимость отклика  $y$  от набора регрессий  $x = (x_1, \dots, x_n)^T$ .

Управляющее воздействие на систему в форме некоторого четкого значения определяется после операции дефаззификации, например, по формуле центра тяжести, который находится по площади, ограниченной функцией принадлежности, и вычисляется по формуле

$$\hat{y} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_i \eta^i}{\sum_{i=1}^m \mu_i}; \quad \mu_i = \prod_{j=1}^n \mu_{A_{ji}}(x_j). \quad (2)$$

Предложенная модель, которая представлена формулами (1) и (2) соответствует нечеткой регрессионной модели (Fuzzy Logic Regression) FLR. Построение FLR регрессии для одномерной зависимости осуществляется следующим образом:

$$IF, x \in A_i \ THEN, y = \eta^i(x_j), i = \overline{1, m}, j = \overline{1, n}, \quad (3)$$

где  $A_i$  имеет функцию принадлежности  $\mu_{A_i}(x)$ .

В случае линейной зависимости выходного сигнала (отклика) от фактора функции  $\eta^i(x)$  приобретают вид  $\eta^i(x_j) = \theta_0^i + \theta_1^i x_j$ ,  $i = \overline{1, \dots, m}$ ,  $j = \overline{1, \dots, n}$ , тогда регрессия  $y$  по  $x$  подчиняется следующему уравнению:

$$y_u = \sum_{i=1}^m (\theta_0^i + \theta_1^i x_u) \mu_{A_i}(x_u) + e_u, \quad u = 1, \dots, n. \quad (4)$$

При использовании метода наименьших квадратов в глобальном его варианте все неизвестные параметры, входящие в (4), оцениваются совместно. Выберем целевую функцию для использования взвешенного метода наименьших квадратов в такой форме:

$$S(\theta^i) = (y - X\theta^i)^T W_i (y - X\theta^i) = y^T W_i y - 2\theta^{iT} X^T W_i y + \theta^{iT} X^T W_i X \theta^i, \quad (5)$$

где  $W_i = \text{diag}(\mu_{i1}, \mu_{i2}, \dots, \mu_{in})$ ;  $\mu_{ij}$  – значение  $\mu_i$  в  $j$ -й точке.

Приравняв производные нулю, после решения системы уравнений получим

$$\hat{\theta}^i = (X^T W_i X)^{-1} X^T W_i y. \quad (6)$$

При моделировании временного ряда скорости ветра можно предположить, что этот ряд обладает свойством нестационарности. Однако скорость ветра определяется относительно регулярно повторяющимися временными интервалами усиления или ослабления ветрового потока, которые можно моделировать разными локальными моделями. Если наблюдается усиление ветрового потока (так называемый положительный тренд, а в условиях ослабления ветра – отрицательный тренд), необходимо использовать различные модели на каждом из этих интервалов смены тренда. Самый простой вариант это учесть величину и знак разности  $\Delta y = y(t-1) - y(t-2)$ . Пусть в зоне отрицательных разностей  $\Delta y$  значение  $\mu_1(\Delta y)$  равно 1, а в зоне положительных разностей  $\Delta y$  значение  $\mu_2(\Delta y)$  равно 1. Обе этих модели (партиции) пересекаются в окрестности нулевого значения. Рассмотрим случай двух партиций, правила будут такими [11]:

$$\begin{aligned} IF, \Delta y \in A_1 \text{ THEN, } y^1(t) &= a_1^1 y(t-1) + a_2^1 y(t-2), \\ IF, \Delta y \in A_2 \text{ THEN, } y^2(t) &= a_1^2 y(t-1) + a_2^2 y(t-2). \end{aligned} \quad (7)$$

В глобальном МНК в качестве регрессоров будут выступать:

$$\begin{aligned} \mu_1(\Delta y)y(t-1), \mu_1(\Delta y)y(t-2), \\ \mu_2(\Delta y)y(t-1), \mu_2(\Delta y)y(t-2). \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, в зоне первой партиции в основном используем первую модель, участок ниспадающего тренда, а в зоне второй партиции – вторую модель, участок восходящего тренда. В зоне смены направлений тренда должны получить сглаженный участок за счет пересечения партиций. При этом важно определить участок пересечения партиций, а именно их значения для временных интервалов ниспадающего и восходящего трендов,  $\Delta y = y(t-1) - y(t-2)$ , а также моменты времени смены тренда с отрицательного на положительный.

## 2. Оценка мощности ВЭУ на основе прогноза ветрового потока

Мощность на выходе ВЭУ напрямую зависит от скорости ветрового потока, который сильно изменяется во времени, от местной погоды и поверхности местности. Зависимость между скоростью ветра, проходящего через ометаемую площадь установки  $A$  ( $m^2$ ), и мощностью выражается через формулу

$$P_{\text{дет}} = C_p \rho A \frac{V^3}{2}, \quad (10)$$

где  $\rho$  – плотность воздушного потока ( $kg/m^3$ ), зависящая от температуры и давления воздуха;  $A$  – площадь, ометаемая лопастями;  $V$  – скорость ветра;  $C_p$  – коэффициент эффективности ВЭУ.

Один из простых методов преобразования скорости ветра в мощность – это использование характеристики мощности от производителя конкретной установки. Подобный метод и результаты исследования подробно описаны в работах [12–14]. Приведенная математическая модель (10) является детерминистической, так как она не учитывает вероятностные отклонения от некоторого среднего значения на некотором интервале времени, то есть флуктуацию (колебания) скорости ветрового потока, что имеет место в реальной действительности.

Известно, что при нелинейной зависимости между входным и выходным возмущениями (сигналами) возникает смещение математического ожидания выходного сигнала от дисперсии входного сигнала. Так, например, при квадратичной зависимости потерь активной мощности от тока в линиях электропередачи в детерминистическом варианте, при токе  $I$  и сопротивлении  $R$  эти потери равны

$$\Delta P_{\text{дет}} = I^2 R, \quad (11)$$

В стохастической постановке задачи, то есть при учете флуктуации тока потери равны

$$\Delta P_{\text{сто}} = (\overline{I^2} + D_I) R = \overline{I^2} R + D_I R. \quad (12)$$

Иначе говоря, детерминистическое решение является частным случаем от стохастического решения. Подобным образом можно установить вероятностную зависимость между скоростью ветра с учетом ее флуктуации и выработкой мощности ветроустановкой.

Разработку новой вероятностной математической модели оценки мощности, вырабатываемой ВЭУ, выполним через начальные и центральные моменты случайной величины, в качестве которой выбрана скорость ветрового потока. Результирующее выражение имеет вид

$$P_{\text{сто}} = \frac{C_p \rho A}{2} (\overline{V^3} + \overline{V} \sigma_V^2). \quad (13)$$

При сравнении (10) и (13) видно, что учет флуктуации скорости ветра смещает математическое ожидание вырабатываемой мощности ВЭУ в сторону большего значения. Иначе говоря, флуктуация ветрового потока (скорости ветра) позволяет увеличить вырабатываемую мощность, что обусловлено нелинейной зависимостью мощности от скорости ветра.

### 3. Результаты прогнозирования

Для прогноза на сутки вперед необходимо получить отдельный прогноз для каждого из коэффициентов временных рядов: скорости и направления ветра. Прогноз скорости и направления ветра на сутки вперед осуществлен с помощью уравнений нечеткой регрессии (7) и (8).

Полученные результаты прогнозирования скорости ветра представлены в табл. 1, при этом определены вероятностные характеристики ветрового потока: математическое ожидание ( $m_x$ ), среднеквадратическое отклонение ( $\sigma_x$ ) и дисперсия ( $D_x$ ). На этой основе с помощью формул (10) и (13) определены электрические мощности ВЭУ в детерминистической ( $P_{\text{дет}}$ ) и стохастической ( $P_{\text{сто}}$ ) постановке задачи.

Из табл. 1 следует, что погрешность в прогнозировании математического ожидания скорости ветра на три часа вперед составляет от 2 до 31 %.

На рис. 1 представлены графики выработки мощности ветроустановки при детерминистической модели ветра (10) и вероятностной модели с учетом среднеквадратического отклонения скорости ветра (13).

Таблица 1 / Table 1

**Выработка активной мощности ВЭУ при фактических и прогнозных значениях скорости ветра**

**Generation of active power of wind turbines with actual and predicted wind speed values**

Время суток	$m_x$			$D_x$		$\sigma_x$		$P_{дет}$ , МВт		$P_{сто}$ , МВт	
	Ф	П	$\sigma$ , %	Ф	П	Ф	П	Ф	П	Ф	П
0	14	12,2	12,9	13,68	7,88	3,70	2,81	2,05	2,05	2,05	2,05
3	10	13,1	31,0	11,47	12,32	3,39	3,51	1,18	2,05	1,31	2,05
6	11	13,4	21,8	7,69	11,11	2,77	3,33	1,56	2,05	1,66	2,05
9	11	12,6	14,5	11,12	13,73	3,33	3,70	1,56	2,05	1,71	2,05
12	15	11,9	20,7	31,00	12,51	5,57	3,54	2,05	1,98	2,05	2,05
15	13	10,3	20,8	17,49	11,18	4,18	3,34	2,05	1,28	2,05	1,42
18	15	14,7	2,0	28,71	26,24	5,36	5,12	2,05	2,05	2,05	2,05
21	14	10,7	23,6	17,49	8,65	4,18	2,94	2,05	1,44	2,05	1,55
24	14	12,2	12,9	13,68	7,88	3,70	2,81	2,05	2,05	2,05	2,05

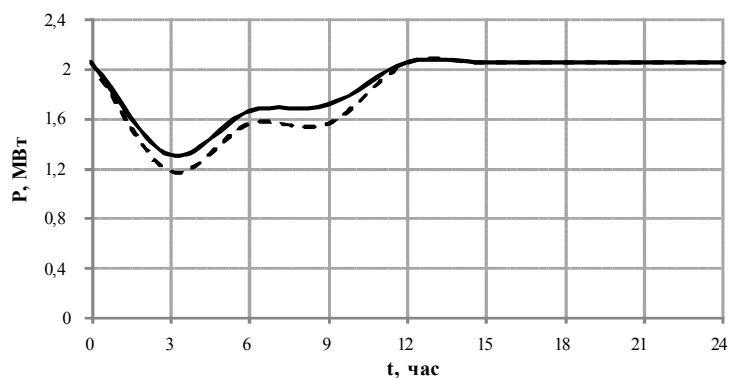


Рис. 1 – Выработка активной мощности ВЭУ на суточном интервале с учетом обеих моделей (—————  $P_{сто}$ , - - - - -  $P_{дет}$ )

Fig. 2 – The generation of active power of wind turbines on the daily interval, considering both models (—————  $P_{sto}$ , - - - - -  $P_{det}$ )

Из графика видно, что при значительных значениях среднеквадратического отклонения скорости ветра от 0 до 12 часов вероятностная модель позволяет учесть некоторую дополнительную мощность от флуктуации скорости ветра.

Наряду с этим осуществлен прогноз направления ветрового потока по направлениям сторон света (табл. 2). Таким образом, авторами работы рассмотрено прогнозирование направления ветра и предложены функции принадлежности для отдельных направлений ветра. В качестве базовых направлений приняты основные стороны света: восток (East) – нулевой отсчет от положительного направления оси абсцисс; север (North) – положительное направление оси ординат, сдвинутое на  $90^\circ$  против часовой стрелки; запад (West) – отрицательное направление оси абсцисс, сдвинутое на  $180^\circ$  против часовой стрелки; юг (South) – отрицательное направление оси ординат, сдвинутое на  $180^\circ$  против часовой стрелки (рис. 2).

Таблица 2 / Table 2

**Прогноз направление ветра**  
**Wind direction forecast**

Время суток	0	3	6	9	12	15	18	21	24
Фактическое значение	ССЗ	ССЗ	ССЗ	ССЗ	ССЗ	С	С	ЗСЗ	ССЗ
Прогнозное значение	ССЗ	ССЗ	С	ССВ	ЗЮЗ	ССЗ	ССЗ	ЗСЗ	ССЗ

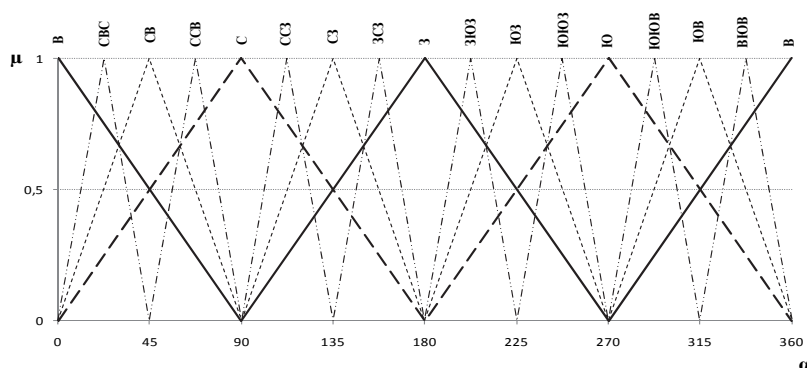


Рис. 2 – Функции принадлежности направления ветра

Fig. 2 – Membership functions of wind direction

Такой набор функций принадлежности является приближенным, поэтому введены промежуточные функции принадлежности: северо-восток, северо-запад, юго-запад и юго-восток. Однако для управления ВЭУ на основе нечеткой логики и этой градации функции принадлежности может быть недостаточно. В связи с этим авторами предлагаются новые градации направления ветров, а именно: востоко-северо-восток (ВСВ), северо-северо-восток (ССВ), северо-северо-запад (ССЗ), западо-северо-запад (ЗСЗ), западо-юго-запад (ЗЮЗ), юго-юго-запад (ЮЮЗ), юго-юго-восток (ЮЮВ) и востоко-юго-восток (ВЮВ).

Далее даны прогнозные значения направления ветра, измеренные в углах (табл. 3). Отсчет угла начинается со страны Восток от положительного направления оси абсцисс.

Таблица 3 / Table 3

**Прогноз угла направление ветра**  
**Angle forecast wind direction**

Время суток	0	3	6	9	12	15	18	21	24
Фактическое значение	112,5	112,5	112,5	112,5	112,5	90	90	157,5	112,5
Прогнозное значение	96	102	89	78	215	127	106	158	96
Погрешность, %	14,6	9,3	20,8	30,6	47	41	17,7	3	14,6

Из табл. 3 следует, что погрешность в прогнозировании угла направления ветра на три часа вперед составляет от 3 до 47 %.

Таким образом, в качестве исходной информации для управления ВЭУ могут быть использованы математическое ожидание ( $m_x$ ) и среднеквадратическое

отклонение ( $\sigma_x$ ) скорости ветра, а также направление ветра, что определяет угол поворота гондолы. Это позволяет перейти к предикторному управлению ветроэнергетической установкой по правилам с учетом функций принадлежности.

### Заключение

Выполненные расчеты показывают, что прогнозирование скорости ветра и его угла на основе нечеткой регрессии могут быть выполнены с приемлемой точностью на три часа вперед. Это позволяет планировать выработку электроэнергии на суточном интервале с помощью ВЭУ и минимизировать расходы генерирующего потребителя. Впервые прогноз скорости ветра дополнен прогнозированием направления ветра, что позволяет на втором этапе выработки мощности ВЭУ осуществлять предикторное управление гондолой в то время, как угол атаки лопасти может являться вторичным элементом управления ВЭУ.

Предложена новая стохастическая модель выработки мощности ВЭУ на основе учета вероятностных отклонений ветрового потока от его математического ожидания. Показано, что непериодические колебания скорости ветра позволяют несколько увеличить мощность ветроустановки на величину  $(\bar{V} \cdot \sigma_V^2)$ .

Реализация новой математической модели с учетом вероятностного характера ветрового потока позволяет спроектировать дополнительные закрылки на лопастях ВЭУ (флепсы), с помощью которых возможен съем дополнительной мощности ветрового потока.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Chang W.Y.** Short term wind power forecasting using EPSO based hybrid method // *Energies*. – 2013. – N 6. – P. 4879–4896.
2. **Grogg K.** Harvesting the wind: the physics of wind turbines. – Northfield: Carleton College, USA, 2005. – 42 p.
3. **Chang W.Y.** Comparison of three short term wind power forecasting systems // *Advanced Materials Research*. – 2013. – N 684. – P. 671–675.
4. **Chang W.Y.** An RBF neural network combined with OLS algorithm and genetic algorithm for short-term wind power forecasting // *Journal of Applied Mathematics*. – 2013. – Art. 971389. – P. 1–9.
5. **Sideratos G., Hatzigryriou N.D.** An advanced statistical method for wind power forecasting // *IEEE Transactions on Power Systems*. – 2007. – N 22. – P. 258–265.
6. A review on the forecasting of wind speed and generated power / L. Ma, S.Y. Luan, C.W. Jiang, H.L. Liu, Y. Zhang // *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. – 2009. – N 13. – P. 915–920.
7. **Lange M., Focken U.** New developments in wind energy forecasting // *Proceedings of the 2008 IEEE Power and Energy Society Generalizing*, Pittsburgh, 20–24 July. – Pittsburgh, PA, 2008. – P. 1–8.
8. **Chang W.Y.** A literature review of wind forecasting methods // *Journal of Power and Energy Engineering*. – 2014. – N 2. – P. 161–168.
9. **Papalexopoulos A.D., Hao S., Peng T.M.** An implementation of a neural network based load forecasting model for the EMS // *IEEE Transactions on Power Systems*. – 1994. – N 9. – P. 1956–1962.
10. **Takagi T., Sugeno M.** Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control // *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*. – 1985. – Vol. 15, N 1. – P. 116–132.
11. **Попов А.А.** Оптимальное планирование эксперимента в задачах структурной и параметрической идентификации моделей многофакторных систем: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 296 с.
12. **Манусов В.З., Хасанзода Н., Бобоев Ш.А.** Исследование оптимальных режимов интеллектуальных сетей с двухсторонним потоком энергии // *Научный вестник НГТУ*. – 2018. – № 3 (72). – С. 175–190.



13. Манусов В.З., Хасанзода Н. Оптимизация энергоэффективности ветровых ресурсов Дальнего Востока на основе алгоритма роевого интеллекта // Альтернативная энергетика и экология (ISJAEE). – 2018. – № 19–21. – С. 12–22.
14. Manusov V.Z., Khasanzoda N., Palagushkin B.V. Using wind resources of Far East in Smart Grid technology with the optimum two-way energy flow // 13 International Forum on Strategic Technology (IFOST 2018): proceedings. – Harbin, China, 2018. – P. 713–718.

## THE ESTIMATION OF A WIND POWER PLANT BASED ON A FUZZY MODEL OF A WIND FLOW AND ITS PROBABILISTIC CHARACTERISTICS

**Manusov V.Z., Khasanzoda N.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

To forecast the wind speed and the angle of its direction, it is suggested to use autoregression based on the concept of a fuzzy system, which is recognized as a fairly convenient modeling tool. The main goal of fuzzy regression analysis is to find a regression model that satisfies all the observed fuzzy data within a specified optimality criterion. According to this method, regression coefficients are fuzzy numbers which can be expressed as numbers of the interval with membership values. In this work, the wind speed and direction are predicted for the Far Eastern coast. It is shown that on this basis the power and generation of a wind power plant and a possibility of covering its load schedule, and the function of energy storage can be determined. High introduction of wind power plants into the system leads to some inconveniences in the operation of a system operator s, primarily due to an unpredictable and volatile nature of wind speed, and generated wind power, respectively. Despite the fact that the power generated at the wind farm is not regulated by the system operator, accurate prediction of wind speed and the angle of its direction could solve this problem, thereby making a significant contribution to improving the reliability of power supply systems.

*Keywords:* autoregression, fuzzy systems, regression model, renewables, wind power station, wind power plant.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-73-82

### REFERENCES

1. Chang W.Y. Short term wind power forecasting using EPSO based hybrid method. *Energies*, 2013, no. 6, pp. 4879–4896.
2. Grogg K. *Harvesting the wind: the physics of wind turbines*. Northfield, Carleton College, USA, 2005. 42 p.
3. Chang W.Y. Comparison of three short term wind power forecasting systems. *Advanced Materials Research*, 2013, no. 684, pp. 671–675.
4. Chang W.Y. An RBF neural network combined with OLS algorithm and genetic algorithm for short-term wind power forecasting. *Journal of Applied Mathematics*, 2013, art. 971389, pp. 1–9.
5. Sideratos G., Hatzigiorgiou N.D. An advanced statistical method for wind power forecasting. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2007, no. 22, pp. 258–265.
6. Ma L., Luan S.Y., Jiang C.W., Liu H.L., Zhang Y. A review on the forecasting of wind speed and generated power. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2009, no. 13, pp. 915–920.
7. Lange M., Focken U. New developments in wind energy forecasting. *Proceedings of the 2008 IEEE Power and Energy Society Generalizing*, Pittsburgh, PA, 20–24 July, 2008, pp. 1–8.
8. Chang W.Y. A literature review of wind forecasting methods. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2014, no. 2, pp. 161–168.
9. Papalexopoulos A.D., Hao S., Peng T.M. An implementation of a neural network based load forecasting model for the EMS. *IEEE Transactions on Power Systems*, 1994, no. 9, pp. 1956–1962.
10. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 1985, vol. 15, no. 1, pp. 116–132.
11. Popov A.A. *Optimal'noe planirovanie eksperimenta v zadachakh strukturnoi i parametricheskoi identifikatsii modelei mnogofaktornykh sistem* [The optimal experiment design in prob-

- lems of structural and parametric identification of multifactor systems models]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2013. 296 p.
12. Manusov V.Z., Khasanzoda N., Boboev Sh.A. Issledovanie optimal'nykh rezhimov intellektual'nykh setei s dvukhstoronnim potokom energii [Research on optimal modes of intelligent networks with a two-way energy flow]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2018, no. 3 (72), pp. 175–190.
  13. Manusov V.Z., Khasanzoda N. Optimizatsiya energoeffektivnosti vetrovykh resursov Dal'nego Vostoka na osnove algoritma roevogo intellekta [Optimization of the Far East wind resources energy efficiency on the basis of the swarm intelligence algorithm]. *Al'ternativnaya energetika i ekologiya (ISJAE) – Alternative Energy and Ecology (ISJAE)*, 2018, no. 19–21, pp. 12–22.
  14. Manusov V.Z., Khasanzoda N., Palagushkin B.V. Using wind resources of Far East in Smart Grid technology with the optimum two-way energy flow. *13 International Forum on Strategic Technology (IFOST 2018): proceedings*, Harbin, China, 2018, pp. 713–718.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Манусов Вадим Зиновьевич** – родился в 1936 году, д-р техн. наук, профессор, профессор, кафедры систем электроснабжения предприятий, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: применение интеллектуальных информационных технологий и методов искусственного интеллекта для анализа, планирования и оптимизации электроэнергетических систем. Опубликовано более 220 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: manusov36@mail.ru).

**Manosov Vadim Zinovevich** (b. 1936) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, professor, at the Department of Industrial Power Supply System, Novosibirsk State Technical University. His research interests are application of intelligent information technology and methods of artificial intelligence for analysis, planning and optimization of electric power systems. He is author of 220 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: manusov36@mail.ru).



**Хасанзода Насрулло** – родился в 1990 году, аспирант, кафедры систем электроснабжения предприятий, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: использование возобновляемых источников энергии и управления ими на основе методов искусственного интеллекта. Опубликовано 10 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: nasrullo-5445@mail.ru).

**Khasanzoda Nasrullo** (b. 1990) – post-graduate student, at the Department of Industrial Power Supply System, Novosibirsk State Technical University. His research interests are use of renewable energy sources and their management based on artificial intelligence methods. He is author of 10 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: nasrullo-5445@mail.ru).

Статья поступила 12 декабря 2018 г.  
Received December 12, 2018

## To Reference:

Manusov V.Z., Khasanzoda N. Otsenka moshchnosti vetroenergeticheskikh ustanovok na osnove nechetkoi modeli vetro-vogo potoka i ego veroyatnostnykh kharakteristik [The estimation of a wind power plant based on a fuzzy model of a wind flow and its probabilistic characteristics]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 73–82. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-73-82.

УДК 621.3.016.25

**СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВОМ КОРРЕКЦИИ  
КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ПОДСТАНЦИЙ МЕТРОПОЛИТЕНА****А.А. Петров***Новосибирский государственный технический университет*

На сегодняшний день большое влияние на эффективность энергопотребления оказывает качество электрической энергии. Существует множество факторов: нелинейные высокочастотные искажения, фазовый сдвиг, несимметричная нагрузка фаз, которые в итоге являются причиной увеличения потерь мощности в сетях переменного тока.

В продолжение работы [1] в данной статье рассматриваются некоторые вопросы, возникающие при компенсации реактивной мощности и мощности высокочастотных гармонических искажений активным силовым фильтром. А именно влияние характера тока нагрузки на работу электросетей, локализация активного силового фильтра на подстанции метрополитена, а также рассматривается система и стратегия управления фильтром в условиях работы метрополитена. Результаты подкреплены математическим имитационным моделированием в Matlab Simulink.

*Ключевые слова:* реактивная мощность, активный силовой фильтр, система управления.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-83-90

**Введение**

Снижение потерь электроэнергии и повышение пропускной способности линий электропередач – важнейшие части общего комплекса энергосберегающих мероприятий. Данные положения утверждены на законодательном уровне. 23.11.2009 принят закон № 261-ФЗ «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности...», а также «Энергетическая стратегия России на период до 2030 года» призваны уменьшить потери электроэнергии в электрических сетях на 40 % до 2020 года [7]. Здесь также необходимо отметить зарубежный опыт, в США, Японии, Германии и других странах на федеральном уровне приняты положения по поддержанию коэффициента мощности (power factor) на высоком уровне с тенденцией на дальнейшее увеличение показателей до значений 0,98...0,99.

**1. Влияние характера тока нагрузки на работу электрических сетей**

На качество электроэнергии в сети влияют не только электростанции, которые ее генерируют, но и потребители. В наиболее общем случае влияние потребителей характеризуется:

- а) наличием реактивных элементов, электродвигателей и другого оборудования, которое является причиной фазового сдвига тока относительно напряжения;
- б) несинусоидальным потреблением тока, что вносит в сеть высшие гармоники;
- в) несимметричной загрузкой фаз в линиях 0,4 кВ.

Реактивная энергия, циркулирующая между генератором и потребителем по сети, не является прямыми потерями, так как не расходуется нагрузкой, но является причиной следующих негативных воздействий:

- передача реактивной энергии приводит к дополнительной нагрузке элементов сети (главным образом питающих линий) и, как следствие – к снижению их пропускной способности;

– увеличивается действующее значение тока линии и, следовательно, потери во всех звеньях цепи, что также способствует снижению напряжения у потребителей электроэнергии;

– ухудшение показателей качества электроэнергии у сторонних потребителей данной сети и др.

При несинусоидальном потреблении тока отрицательное влияние на сеть характеризуется появлением высших гармоник, которые являются причиной:

- искажения формы питающего напряжения;
- увеличения потерь в трансформаторах за счет увеличения потерь на гистерезис и появления вихревых токов;
- дополнительных потерь в шинпроводах вследствие поверхностного эффекта и эффекта близости;
- возникновения резонансных явлений в сети;
- помех в сетях близлежащих коммуникаций;
- более быстрого старения изоляции кабельных линий и многого другого.

При несимметричном потреблении электроэнергии нагрузкой в трехфазных четырехпроводных системах 0,4 кВ происходит:

- увеличение тока в нулевом проводе;
- возникновение в первичной сети гармоник кратных трем;
- искажение формы питающего напряжения;
- просадки напряжения по перегруженным фазам.

Все вышеперечисленные негативные последствия влияния нагрузки на сеть являются причиной повышенного внимания к качеству электроэнергии со стороны энергохозяйств и требуют принятия решений по коррекции коэффициента мощности потребителей.

## 2. Коррекция коэффициента мощности

Важнейшим и наиболее эффективным техническим средством повышения  $\cos \varphi$  является компенсация реактивной мощности, которая заключается в подведении к нагрузке источника реактивной мощности (рис. 1).

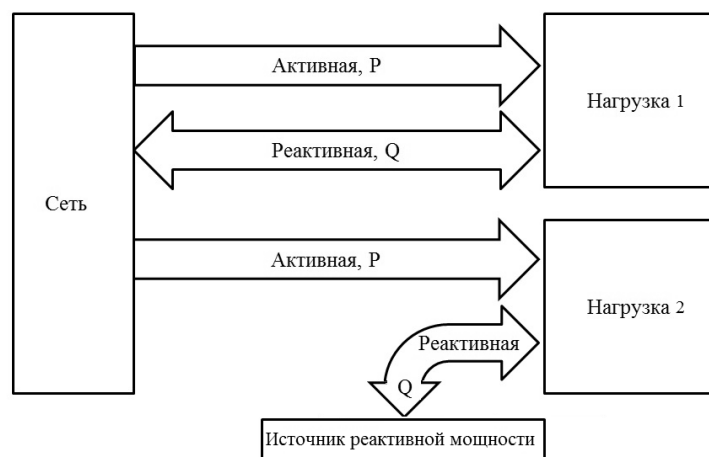


Рис. 1 – Компенсация реактивной мощности

Fig. 1 – Reactive power compensation

Внедрение компенсации реактивной мощности позволяет не только обеспечить баланс мощностей, но также дает и значительный экономический эффект, который заключается в уменьшении потерь электроэнергии в сетях вследствие их нагрева, снижении провалов напряжения, в рациональном использовании оборудования подстанций. Также на рис. 1 наглядно видно уменьшение потребляемой полной мощности у второй нагрузки по сравнению с первой.

Другим методом, дополняющим компенсацию реактивной мощности, является коррекция высокочастотных искажений. Устройством, уменьшающим гармонические составляющие переменного тока, являются активные силовые фильтры (АСФ) (рис. 2).

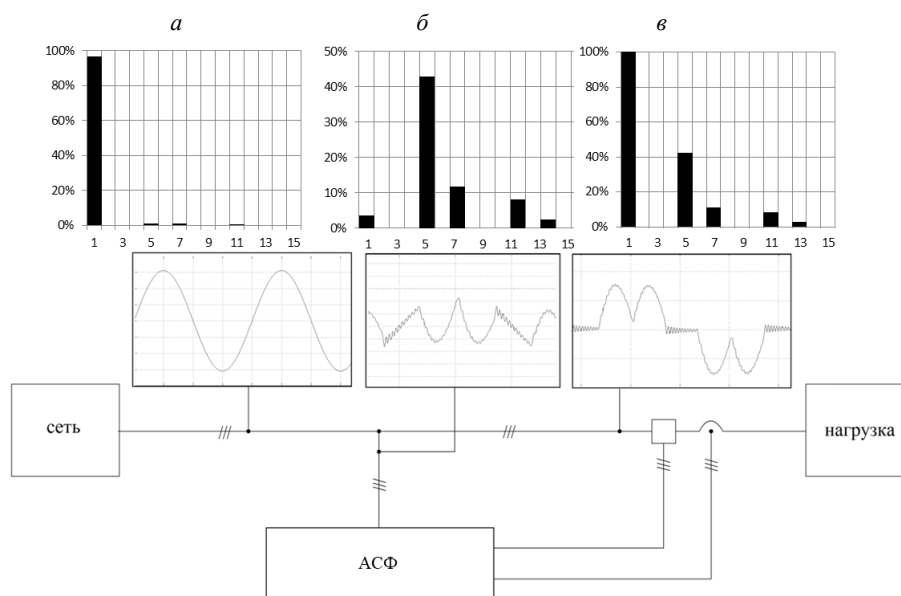


Рис. 2 – Компенсация высокочастотных искажений характеристики тока:  
а – в сети; б – в АСФ; в – в нагрузке

Fig. 2 – High-frequency distortion compensation of current characteristics:  
a – in the network; b – in APF; c – in the load

В нагрузке (рис. 2, в) присутствуют, кроме основной, 5, 7, 11, 13-я и т. д. гармоники. Спектральный анализ тока компенсации (рис. 2, б) характеризует работу АСФ. Их результирующий ток – ток сети (рис. 2, а) имеет синусоидальную форму с основной гармоникой, равной 96 % от первой гармоники тока нагрузки. Ток компенсации составляет 56 % от тока нагрузки.

Тяговые подстанции Новосибирского метрополитена являются неравномерным потребителем реактивной мощности в течение суток. Причем на данной подстанции присутствуют потребители с низким и постоянным коэффициентом мощности, в случае работы эскалаторов – с высоким, но варьируемым в широких пределах, в случае потребления на тягу [2, 6].

Для компенсации реактивной мощности данного потребителя предлагается использовать активный силовой фильтр, который также сможет выполнить задачу по компенсации токов высших гармоник. Необходимо заметить, что одним из возможных решений является применение гибридных фильтров, состоящих из АСФ и пассивной конденсаторной батареи [2, 3, 10].

## 2. Локализация АСФ на подстанции метрополитена

Место размещения фильтрокомпенсирующего устройства является актуальным вопросом при расчете и проектировании как новых подстанций, так и при реконструкции существующих, так как оно зависит от типа компенсирующего устройства и целей компенсации. Различают несколько способов выбора места размещения силовых фильтров.

1. Глобальная компенсация реактивной мощности. Подразумевает размещение устройств компенсации в транспортных узлах энергосистемы в масштабах страны. Основная задача – уменьшение значений реактивной мощности при передаче электроэнергии на большие расстояния в соседние области и страны. Фильтрокомпенсирующим устройством в большинстве случаев являются синхронные машины, работающие в режиме перевозбуждения. Данный тип компенсации реактивной мощности можно рассматривать как затраты активной мощности на уменьшение реактивной.

2. Компенсация реактивной мощности группы потребителей. Используется для коррекции коэффициента мощности нескольких крупных предприятий со схожими показателями качества электроэнергии и подключенных к одному узлу энергосистемы на уровне 6–35кВ. Выбор устройства компенсации зависит от характера нагрузки, обычно применяются пассивные блоки конденсаторов, а также системы типа СТК и statcom.

3. Коррекция нелинейных искажений и значений реактивной мощности одного потребителя. Применяется для потребителей, имеющих активно-индуктивный характер нагрузки, а также вносящих в сеть гармонические нелинейные искажения. Считается наиболее эффективным средством повышения качества электроэнергии ввиду наиболее близкого расположения фильтров к нагрузке, а также возможности коррекции высокочастотных гармоник. Для компенсации реактивной мощности и высших гармоник могут применяться все виды силовых фильтров, в том числе и активные, а также большое разнообразие гибридных решений.

Наиболее подходящим местом размещений силовых фильтрокомпенсирующих устройств в метрополитене являются тяговые подстанции вследствие наиболее близкого расположения к нагрузкам.

## 3. Система управления активным силовым фильтром

Современные системы управления активными силовыми фильтрами основаны на наиболее быстрых методах расчета мгновенных мощностей. Одним из первых ученых, разделивших синусоидальный ток на активную и реактивную составляющую, был S. Fryze. Его решение основано на расчете среднеквадратичных значений и математическом аппарате интегрирования, что при применении данного подхода в современных системах управления АСФ сильно сказывается на динамических свойствах силовых фильтров. Новый качественный скачок идея компенсации реактивной мощности получила в Японии в 1980 г., где группой ученых во главе с Н. Акаги была сформулирована  $p-q$  теория мгновенной мощности, а затем и модифицированная  $p-q$  теория [4, 5]. Данная теория сделала прорыв в сфере проектирования силовых фильтров, так как позволила построить системы управления таким образом, чтобы стало возможным использовать активные методы компенсации реактивной мощности и мощности нелинейных высокочастотных искажений. Дальнейшее развитие теория Н. Акаги получила в виде  $p-q-r$ ,  $d-q$  и других формулировок [8, 9]. У каждой теории существуют определенные преимущества и недостатки, подробно описанные в [12]. При размещении активных фильтров на подстанциях метрополитена наиболее подходящей для построения

системы управления является  $p-q-r$  теория вследствие того, что в данной теории зависимость трех токов от соответствующих мгновенных мощностей линейна. А отсутствие нулевого провода (ведь для электроснабжения тяговых нагрузок метрополитена применяются трехпроводные системы) сильно упрощает расчеты мгновенных мощностей.

В настоящее время выделяют несколько основных стратегий управления активными фильтрами: это коррекция формы и фазы тока нагрузки, стабилизация напряжения в сети, устранение тока в нулевом проводе и борьба с определенными гармониками. Соответственно у каждой стратегии существуют собственные задачи: компенсация реактивной мощности, коррекция высших гармоник, устранение дисбаланса фаз и другие. Ввиду использования метрополитеном мощных выпрямительных агрегатов, что определяет наличие мощных высокочастотных гармоник, наиболее целесообразной стратегией управления АСФ является получение сбалансированного синусоидального тока сети.

Структурная схема системы управления АСФ изображена на рис. 3. Здесь на основе информации, полученной с датчиков тока и напряжения, после ее преобразования в  $p-q-r$  систему координат, происходит расчет мгновенных мощностей в соответствии с [12]. Затем с использованием данных обратной связи формируются значения неактивных мощностей, подлежащих компенсации. Следующим шагом является расчет компенсационных токов и перевод их в  $a-b-c$  систему координат.

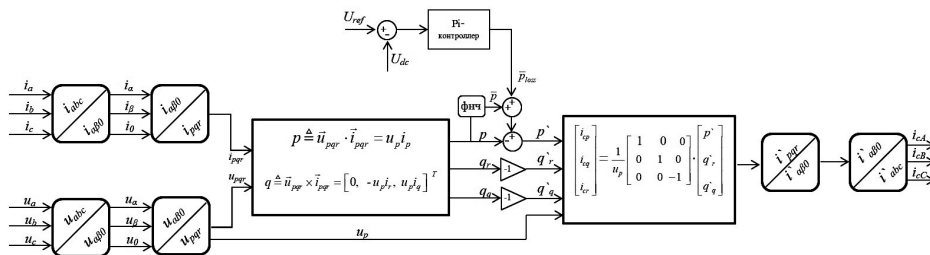


Рис. 3 – Структурная схема системы управления АСФ

Fig. 3 – Block-diagram of APF control system

На рис. 4 показаны результаты имитационного моделирования АСФ в Matlab Simulink. На рисунке 4, а показаны ток нагрузки и напряжение сети до включения АСФ, соответственно на рисунке 4, б представлен результат работы активного фильтра, который проявляется в изменении фазы и гармонического состава тока сети.

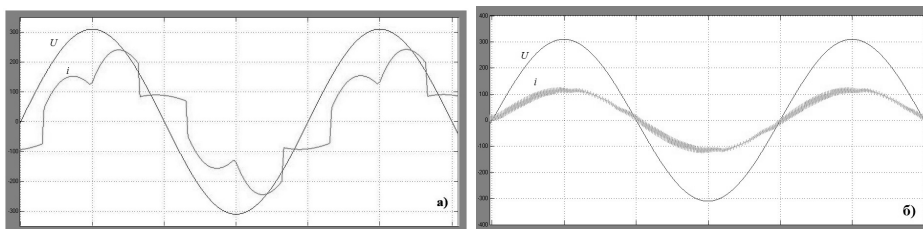


Рис. 4 – Результаты моделирования АСФ в Matlab Simulink

Fig. 4 – APF simulation results in Matlab Simulink

Коррекция высших гармоник тока потребителя является одной из основных задач при использовании активной фильтрации. По результатам моделирования,

изображенным на рис. 5, можно увидеть уменьшение тока высших гармоник после включения фильтра.

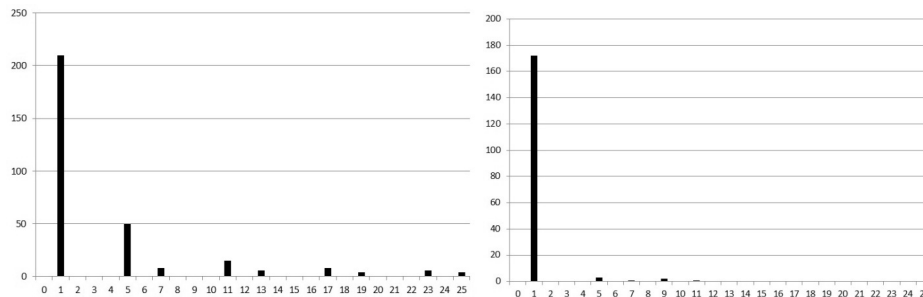


Рис. 5 – Гармонический состав тока сети до и после включения АСФ

Fig. 5 – Harmonic composition of the network current before and after actuating APF

### Заключение

Применение активных методов силовой фильтрации имеет множество неоспоримых преимуществ, таких как компенсация мощности высокочастотных искажений, равномерная загрузка фаз, стабилизация напряжения сети и многие другие. В условиях работы метрополитена, который имеет мощные выпрямительные установки, различные нетяговые активно-индуктивные нагрузки, применение АСФ более чем оправданно либо как самостоятельного устройства, либо в составе какого-либо гибридного устройства силой фильтрации. Место размещения фильтра однозначно определяется тяговой подстанцией, так как в этом случае компенсация неактивных мощностей наиболее эффективна. За счет того, что система электроснабжения выпрямительных агрегатов является трехпроводной, в системе управления АСФ были использованы положения  $p-q-r$  теории мгновенной мощности, а стратегией управления выбрано получение сбалансированного и синусоидального тока сети. Результаты подкреплены математическим имитационным моделированием в Matlab Simulink, которое показывает успешную реализацию предложенной концепции.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Петров А.А., Щуров Н.И., Штанг А.А.** Повышение качества электроэнергии метрополитена // Доклады АН ВШ РФ. – 2016. – № 4 (33). – С. 80–87. – DOI: 10.17212/1727-2769-2016-4-80-87.
2. **Petrov A.A., Shchurov N.I.** Reactive power compensation and high-frequency distortions correction in metro // International Conference on Actual Issues of Mechanical Engineering (AIME 2017): proceedings, Tomsk Polytechnic University, 27–29 July 2017. – Tomsk, 2017. – P. 604–608. – (Advances in Engineering Research; vol. 133). – DOI: 10.2991/aime-17.2017.98.
3. **Petrov A.A., Shchurov N.I., Rozhkova M.V.** Hybrid system of reactive power compensation // The 18 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2017: proceedings, Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2017. – Novosibirsk, 2017. – P. 533–536. – DOI: 10.1109/EDM.2017.798182.
4. **Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M.** Instantaneous power theory and applications to power conditioning. – Hoboken, NJ: Wiley, 2007. – 379 p.
5. **Akagi H.** Active harmonic filters // Proceedings of the IEEE. – 2005. – Vol. 93, iss. 12. – P. 2128–2141.
6. **Сопов В.И., Щуров Н.И.** Системы электроснабжения электрического транспорта на постоянном токе: учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 727 с.



7. Федеральный закон от 23.11.2009 № 261-ФЗ (ред. от 13.07.2015) «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации».
8. **Шалыгин К.А., Нос О.В.** Техническая реализация принципов энергосбережения на базе силовых активных фильтров // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 2. – С. 28–32.
9. **Нос О.В., Харитонов С.А.** Система управления силовыми токами компенсации мгновенной неэффективной мощности // Электротехника. – 2015. – № 2. – С. 28–35.
10. **Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.** Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits // Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC'83), Japan, Tokyo, 1983. – Tokyo, 1983. – P. 1375–1386. – DOI: 10.1002/ej.4391030409.
11. **Шакарян Ю.Г.** Управляемые (гибкие) системы передачи переменного тока. – М.: ВНИИЭ, 2005. – 41 с.
12. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory / H. Kim, F. Blaabjerg, D. Bak-Jensen, J. Choi // The IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, Vancouver, Canada, June 17–21, 2001. – Vancouver, 2001. – Vol. 2. – P. 478–485.

## A CONTROL SYSTEM OF A POWER FACTOR CORRECTION DEVICE FOR METRO SUBSTATIONS

**Petrov A.A.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

Today the quality of electrical energy influences the efficiency of energy consumption. There are many factors: nonlinear distortion, a phase shift, and an asymmetric phase load which are the primary cause of increasing power losses in AC grids.

In continuation of the work [1], this article discusses some issues of compensation reactive power and high-frequency harmonic distortion power by an active power filter. Namely, the influence of the load current on the operation of electrical grids, the localization of an active power filters at a metro substation, and the filter control system and strategy under the conditions of metro operation are also considered. The results are supported by mathematical simulation in Matlab Simulink.

*Keywords:* reactive power, active power filter, control system.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-83-90

### REFERENCES

1. Petrov A.A., Schurov N.I. Shtang A.A. Povyshenie kachestva elektroenergii metropolitena [Electricity quality improving in metro]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2016, no. 4 (33), pp. 80–87. DOI: 10.17212/1727-2769-2016-4-80-87.
2. Petrov A.A., Shchurov N.I. Reactive power compensation and high-frequency distortions correction in metro. *International Conference on Actual Issues of Mechanical Engineering (AIME 2017): proceedings*, Tomsk, 27–29 July 2017. *Advances in Engineering Research*, vol. 133, pp. 604–608. DOI: 10.2991/aime-17.2017.98.
3. Petrov A.A., Shchurov N.I., Rozhkova M.V. Hybrid system of reactive power compensation. *The 18 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2017: proceedings*, Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2017, pp. 533–536. DOI: 10.1109/EDM.2017.798182.
4. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. Hoboken, NJ, Wiley, 2007. 379 p.
5. Akagi H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, 2005, vol. 93, iss. 12, pp. 2128–2141.

6. Sopot V.I., Shchurov N.I. *Sistemy elektrosnabzheniya elektricheskogo transporta na postoyannom toke* [Power systems electric vehicles on direct current]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2013. 727 p.
7. RF Federal Law "On energy saving and on improving energy efficiency and on amending certain legislative acts of the Russian Federation" of November 23, 2009 N 261-FZ (as amended on July 13, 2015). (In Russian).
8. Shalygin K.A., Nos O.V. [Technical realization of the energy conservation principles on the basis of power active filters]. *Trudy VIII Mezhdunarodnoi (XIX Vserossiiskoi) konferentsii po avtomatizirovannomu elektroprivodu AEP-2014* [Proceedings of the VIII International (XIX All-Russian) Conference on the Automatic Electric Drive AED-2014]. Saransk, 2014, vol. 2, pp. 28–32. (In Russian).
9. Nos O.V., Kharitonov S.A. Sistema upravleniya silovymi tokami kompensatsii mgnovennoi neeffektivnoi moshchnosti [Control system of power currents compensation of instant inefficient power]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 2015, no. 2, pp. 28–35. (In Russian).
10. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. *Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC'83)*, Tokio, Japan, 1983, pp. 1375–1386. DOI: 10.1002/eej.4391030409.
11. Shakaryan Yu.G. *Upravlyaemye (gibkie) sistemy peredachi peremennogo toka* [Control (flexible) AC transmission systems]. Moscow, VNIIE Publ., 2005. 41 p.
12. Kim H., Blaabjerg F., Bak-Jensen D., Choi J. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory. *The IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001*, Vancouver, Canada, June 17–21, 2001, vol. 2, pp. 478–485.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Петров Андрей Александрович** – родился в 1992 году, аспирант кафедры электротехнических комплексов Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: повышение качества электроснабжения. Опубликовано 16 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: Andreypetrov.nstu@gmail.com).

**Petrov Andrey Aleksandrovich** (b. 1992) – post graduate student of electrotechnical complexes department of the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on improving the quality of electricity supply. He is author of 14 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Andreypetrov.nstu@gmail.com).

*Статья поступила 18 января 2019 г.  
Received January 18, 2019*

---

#### To Reference:

Petrov A.A. Sistema upravleniya ustroystvom korrektsii koeffitsienta moshchnosti podstantsii metropolitena [A control system of power factor correction device for metro substations]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 83–90. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-83-90.

УДК 621.311

**АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПАССИВНЫХ  
ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ  
ДЛЯ СИСТЕМ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ****Д.А. Шандрыгин, Д.Э. Егоров, В.В. Новиков, В.П. Довгун**  
*Сибирский федеральный университет*

В статье исследованы возможности улучшения технико-экономических характеристик пассивных фильтрокомпенсирующих устройств (ФКУ) для систем тягового электроснабжения. Сформулированы критерии, определяющие эффективность ФКУ, используемых в тяговых сетях. На основе сформулированных критериев проведено сравнение основных конфигураций пассивных ФКУ, используемых для компенсации реактивной мощности и ослабления гармонических искажений в системах электроснабжения. Проведенный анализ показал, что для систем тягового электроснабжения перспективны ФКУ, включающие узкополосные резонансные звенья для подавления низкочастотных гармоник и широкополосное демпфирующее звено.

*Ключевые слова:* фильтрокомпенсирующие устройства, качество электроэнергии, системы тягового электроснабжения.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-91-103

**Введение**

Одной из основных причин ухудшения качества электроэнергии в сетях высокого напряжения являются мощные нелинейные нагрузки промышленных потребителей. К числу таких потребителей относятся крупные металлургические предприятия, системы тягового электроснабжения железнодорожного транспорта, предприятия нефтехимической промышленности. Низкое качество электроэнергии приводит к сокращению срока службы электрооборудования, технологическим нарушениям и дополнительным потерям электроэнергии.

Системы тягового электроснабжения (СТЭ) переменного тока являются одним из основных видов искажающих потребителей. Они представляют собой сложные электротехнические комплексы, оказывающие значительное негативное влияние на системы связи, автоматики и телемеханики, а в ряде случаев – и на сети внешнего электроснабжения.

Основным средством нормализации качества электроэнергии в СТЭ являются пассивные и активные фильтрокомпенсирующие устройства (ФКУ), осуществляющие компенсацию реактивной мощности и подавление высших гармоник тока и напряжения [1–4]. Недостаток активных ФКУ заключается в том, что они дороги, требуют квалифицированного обслуживания и специальной подготовки персонала. Поэтому основным видом компенсирующих устройств в системах тягового электроснабжения остаются пассивные ФКУ.

В настоящее время в сетях промышленных потребителей используются различные варианты ФКУ, отличающиеся схемным построением, компенсационными характеристиками, стоимостью. Сравнительный анализ топологии и характеристик пассивных ФКУ для общепромышленных систем электроснабжения проведен в работах [5]. Однако системы тягового электроснабжения имеют существенные отличия от сетей промышленных потребителей, которые необходимо учитывать при выборе компенсирующих устройств.

В отличие от многофазных приемников промышленных предприятий электроподвижной состав переменного тока представляет собой однофазную нелинейную нагрузку. Большая часть локомотивов, эксплуатируемых на отечественных железных дорогах, оснащена двухполупериодными выпрямительными установками, питающими коллекторные тяговые двигатели. В спектре тока, потребляемого такой нагрузкой, преобладают низкочастотные гармоники (3, 5, 7-я). Взаимодействие нелинейной нагрузки и контактной сети приводят к искажению напряжений на токоприемниках ЭПС. Искажение кривой напряжения вызывает снижение среднего значения выпрямленного напряжения, что ухудшает энергетические показатели ЭПС [5, 6]

На частотах, превышающих 500 Гц, контактная сеть ведет себя как линия с распределенными параметрами. Электромагнитные процессы в протяженных тяговых сетях сопровождаются резонансными явлениями, которые могут вызвать усиление гармоник высокого порядка и режимные перенапряжения, опасные для изоляции силового оборудования, устройств связи, автоматики и телемеханики, чувствительного электронного оборудования [7].

Искажения напряжений наблюдаются как в СТЭ, так и в сетях внешнего электроснабжения 110 и 220 кВ, питающих тяговые подстанции. Особенно сильно негативное влияние СТЭ проявляется в энергосистемах, имеющих малую мощность короткого замыкания [8].

Анализ взаимодействия систем тягового электроснабжения и ЭПС, проведенный в [6, 7, 9], показал, что основными факторами, оказывающими негативное влияние на качество электроэнергии в системах тягового электроснабжения являются пониженное напряжение в конце протяженных участков, перенапряжения, вызванные искажением синусоидальной формы токов и резонансными явлениями в контактной сети, уменьшение средней величины напряжения на токоприемнике ЭПС, появление дополнительных переходов кривой напряжения через нулевую линию в течение каждого полупериода основной частоты.

ФКУ, устанавливаемые в тяговых сетях, должны выполнять следующие функции:

- компенсация реактивной мощности;
- снижение режимных перенапряжений в контактной сети;
- увеличение среднего значения напряжения на токоприемниках ЭПС за счет подавления мощных низкочастотных гармоник;
- демпфирование резонансных явлений, вызванных волновыми процессами в тяговой сети;
- ослабление высокочастотных гармоник для снижения негативного влияния тяговой сети на линии связи, устройства автоматики и телемеханики.

Цель статьи – исследование возможности улучшения технико-экономических характеристик ФКУ для систем тягового электроснабжения за счет рационального выбора конфигураций пассивных фильтров. Сформулированы критерии, позволяющие оценить эффективность различных конфигураций пассивных ФКУ. На основе проведенного анализа выбраны наиболее перспективные варианты, позволяющие обеспечивать электромагнитную совместимость нелинейных нагрузок с системой тягового электроснабжения, а также внешней сетью.

### **1. Критерии эффективности фильтрокомпенсирующих устройств**

Особенности режимов систем тягового электроснабжения, рассмотренные выше, определяют следующие критерии эффективности ФКУ, устанавливаемых в тяговых сетях.

1. Суммарный коэффициент гармоник напряжения на токоприемнике ЭПС:

$$k_U = \frac{\sqrt{\sum U_n^2}}{U_1},$$

здесь  $U_n$  – действующее значение  $n$ -й гармоники напряжения на токоприемнике ЭПС. Этот критерий характеризует способность ФКУ снижать искажения напряжений в тяговой сети.

2. Коэффициент амплитуды напряжения на токоприемнике ЭПС, равный отношению максимального значения напряжения к действующему значению:

$$k_a = \frac{U_{\max}}{U}.$$

Этот критерий позволяет оценить величину режимных перенапряжений на токоприемнике по сравнению с синусоидальным режимом. Уменьшение искажений напряжения и ограничение перенапряжений позволяют создать условия для устойчивой работы выпрямительных установок локомотивов.

3. Коэффициент формы напряжения на токоприемнике ЭПС, равный отношению действующего значения к среднему:

$$k_\Phi = \frac{U}{U_{\text{cp}}}.$$

Уменьшение коэффициента формы напряжения позволяет повысить энергетические показатели СТЭ.

4. Потери в ФКУ на частоте основной гармоники.

Поскольку реактивная мощность ФКУ может варьироваться, для оценки потерь удобно использовать критерий, равный отношению активной мощности к полной на частоте основной гармоники.

5. Стоимость ФКУ, определяемая суммарной (установленной) емкостью батарей конденсаторов и индуктивностью реакторов.

6. Уровень искажений напряжений и токов на компонентах фильтра. В работе [5] этот параметр предложено определять с помощью коэффициента, равного отношению действующего значения несинусоидальной кривой к действующему значению основной гармоники (Stress Indices).

Для конденсаторов

$$k_{sU} = \frac{U}{U_1}.$$

Для реакторов

$$k_{sI} = \frac{I}{I_1}.$$

Первые два критерия позволяют оценить, насколько эффективно ФКУ снижает искажения напряжения в тяговой сети.

Уменьшение коэффициента формы напряжения и потерь мощности в ФКУ на частоте основной гармоники позволяет повысить энергетические показатели СТЭ.

## 2. Основные структуры пассивных ФКУ

Рассмотрим основные конфигурации пассивных ФКУ, используемых для компенсации реактивной мощности и ослабления гармонических искажений в системах электроснабжения.

СТЭ, ЭПС и фильтрокомпенсирующее устройство образуют сложную резонансную систему, аналитический расчет которой связан с большими трудностями. Для исследования частотных и временных характеристик такой системы используем программу схемотехнического моделирования Pspice. Контактная сеть представлена моделью в форме каскадного соединения П-образных четырехполюсных секций [10] (рис. 1). Каждая секция соответствует участку сети длиной 10 км. Модель учитывает активное и индуктивное сопротивление проводов, емкость между контактным проводом и рельсами. ЭПС моделируется импульсным источником тока, амплитудный спектр которого (в процентах от уровня первой гармоники) приведен в табл. 1.

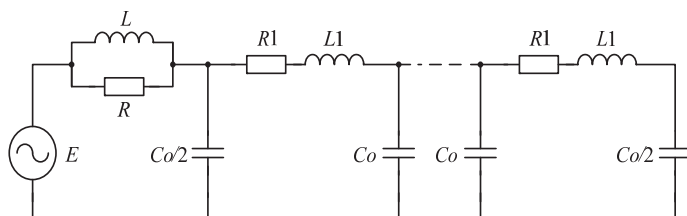


Рис. 1 – Модель контактной сети

Fig.1 – The model contact network

При создании модели контактной сети приняты следующие условия: марка троса ПБСМ-95, контактный провод МФ-100, тип рельса Р75, действующее значение тока ЭПС 360 А.

Таблица 1 / Table 1

Амплитудный спектр гармоник  
The amplitude harmonic spectrum

3	5	7	9	11	13
31,6 %	18,3 %	11,5 %	7,8 %	4,4 %	3,4 %

Простейшим вариантом ФКУ, используемым в системах тягового электроснабжения, является однозвенный узкополосный фильтр (рис. 2). Резонансная частота фильтра

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}.$$

Согласно [2] резонансная частота контура должна составлять 135–143 Гц. При таких условиях ФКУ шунтирует наиболее мощную 3-ю гармонику тягового тока.

*Двухрезонансные фильтры.* В соответствии с требованиями нормативных документов [2] необходимо ослабление всего спектра гармоник тока и напряжения ( $n = 5, 7, \dots$ ). Для этого требуются более сложные схемы ФКУ, осуществляющие одновременное подавление нескольких гармоник.

В системах тягового электроснабжения отечественных железных дорог используется двухрезонансное ФКУ, выпускаемое ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО»

(рис. 3, а) Оно обеспечивает компенсацию реактивной мощности и подавление наиболее мощных 3- и 5-й гармоник тока тяговой нагрузки [11, 12]. Мощность ФКУ составляет 2,8 Мвар.

Рис. 2 – Узкополосный фильтр  
Fig. 2 – The single-tuned filter

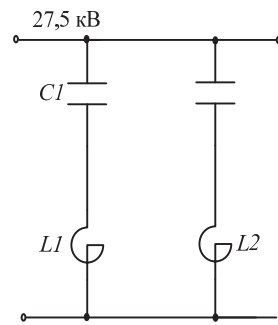
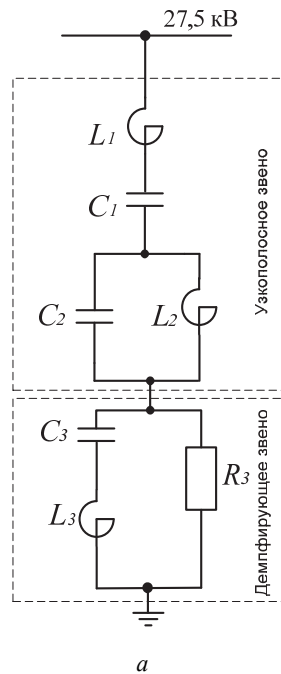
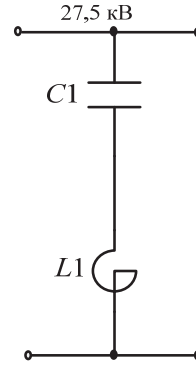


Рис. 3 – Схемы двухрезонансных фильтрокомпенсирующих устройств  
Fig. 3 – Two-resonance filtering and compensation systems

На рис. 3, а последовательный контур  $L_1 - C_1$  и параллельный контур  $L_2 - C_2$  образуют двухрезонансный фильтр, настроенный на частоты 3- и 5-й гармоник. Подобная схема впервые рассмотрена в [1]. Третье звено, состоящее из последовательного контура  $L_3 - C_3$  и резистора  $R_3$ , предназначено для демпфирования резонансных режимов на частотах высших гармоник ( $n > 10$ ). Для снижения потерь на основной частоте контур  $L_3 - C_3$  настроен в резонанс на частоту 50 Гц.

Другой вариант двухрезонансного ФКУ представляет собой параллельное соединение узкополосных звеньев, обеспечивающих компенсацию реактивной

мощности и подавление 3- и 5-й гармоник (рис. 3, б). Такая схема рассмотрена в работе [11].

На рис. 4 представлена частотная характеристика входного сопротивления относительно токоприемника ЭПС при установке ФКУ (рис. 2 и 3, а) на посту секционирования. При моделировании ФКУ «НИИЭФА-ЭНЕРГО» использовались значения элементов, представленные в [12].

Включение простейшего ФКУ (рис. 2) не позволяет ослабить высшие гармоники тока и напряжения ( $n \geq 5$ ) и демпфировать резонансные режимы в тяговой сети. Включение ФКУ (рис. 3) смещает резонанс системы «ФКУ–тяговая сеть» в область высоких частот (22–30 гармоники). Однако полностью демпфировать резонансные явления с помощью рассматриваемых устройств невозможно. На рис. 5 показана кривая напряжения на токоприемнике ЭПС при включении ФКУ.

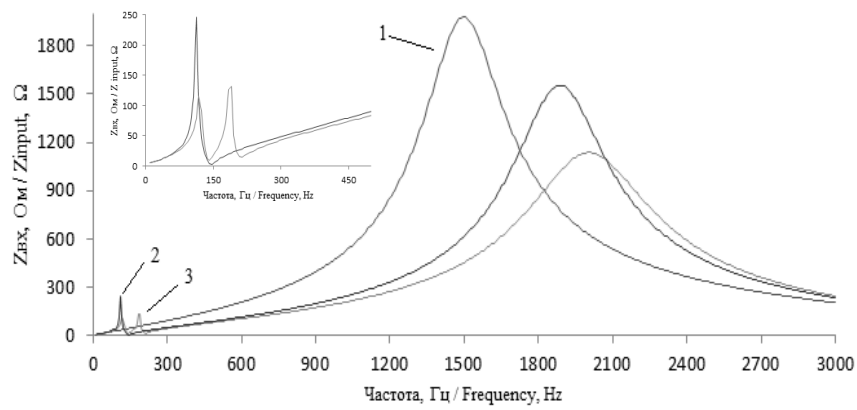


Рис. 4 – Частотные характеристики тяговой сети:

1 – без ФКУ; 2 – при включении простейшего узкополосного фильтра; 3 – при включении двухрезонансного ФКУ

Fig. 4 – Frequency responses of the traction system:

1 – no FCS; 2 – with the simplest single-tuned filter; 3 – with two-resonance FCS

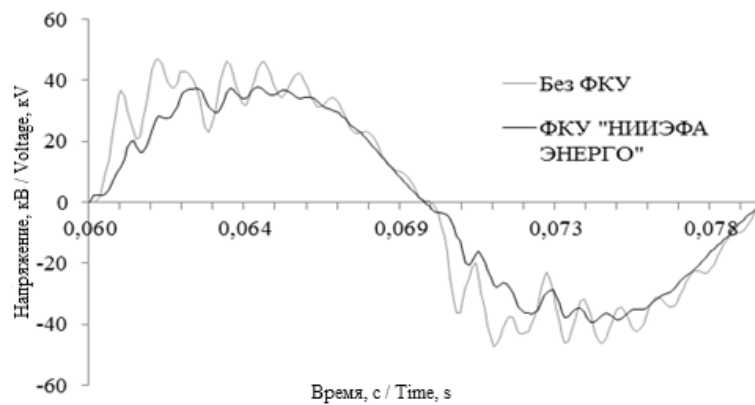


Рис. 5 – Кривые напряжения на токоприемнике ЭПС при включении двухрезонансного ФКУ

Fig. 5 – Pantograph voltage waveform



Анализ показал, что частотные характеристики двухрезонансных ФКУ (рис. 3, *a* и *б*) отличаются незначительно. Это объясняется тем, что, как показано в [9], схемы представляют собой дуальные канонические формы реализации пассивного LC-двухполосника 4-го порядка. Достоинством ФКУ (рис. 3, *б*) является меньшая установленная мощность конденсаторов и соответственно меньшая стоимость. Кроме того, ФКУ, образованные параллельным соединением звеньев, можно использовать для ступенчатого регулирования реактивной мощности. Для этого необходимо отключить высокочастотное звено.

*Схемы ФКУ с широкополосными звеньями.* Недостаток двухрезонансных ФКУ (рис. 3, *a* и *б*) заключается в том, что они осуществляют подавление только низкочастотных гармоник. В диапазоне частот выше 250 Гц сопротивление фильтров имеет индуктивный характер и увеличивается с ростом частоты, что не позволяет демпфировать резонансные режимы в протяженной контактной сети. Это может вызвать режимные перенапряжения, а также приводит к усилению мешающего влияния тяговой сети на линии связи.

Альтернативой резонансным фильтрам являются демпфирующие широкополосные фильтры (ШПФ) [1, 13]. Схема ФКУ с широкополосным фильтром второго порядка показана на рис. 6.

ШПФ имеет минимальное сопротивление на резонансной частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

На частотах, превышающих резонансную, сопротивление ШПФ имеет преимущественно резистивный характер. Это дает возможность демпфировать резонансные режимы в тяговой сети. Добротность широкополосного фильтра второго порядка

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{X_L(\omega_0)}.$$

Как правило, значения добротности выбирают в диапазоне 0,5...5.

Недостаток низкодобротного широкополосного фильтра второго порядка – значительные потери мощности на основной частоте. Для уменьшения потерь в поперечную ветвь фильтра включают конденсатор  $C_2$  (рис. 7, *a*). Такая конфигурация получила название фильтра С-типа [1, 14]. Емкость конденсатора  $C_2$  выбирают такой, чтобы резонансная частота колебательного контура  $LC_2$  совпадала с частотой основной гармоники.

Поскольку колебательный контур  $LC_2$  настроен на частоту первой гармоники, сопротивление фильтра на частоте основной гармоники

$$Z(j\omega_1) = \frac{1}{j\omega_1 C_1}.$$

Таким образом, на частоте основной гармоники фильтр С-типа эквивалентен конденсатору емкостью  $C_1$ . Резонансная частота фильтра определяется по формуле

$$\omega_{02} = \sqrt{(C_1 + C_2)/LC_1C_2}.$$

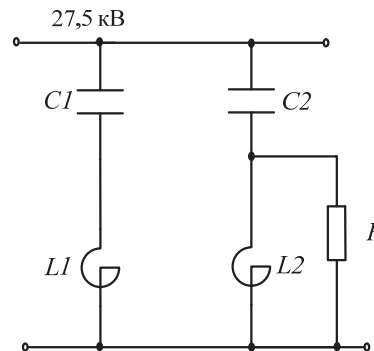


Рис. 6 – Схема ФКУ с широкополосным звеном 2-го порядка

Fig. 6 – FCS with the second-order broadband filter

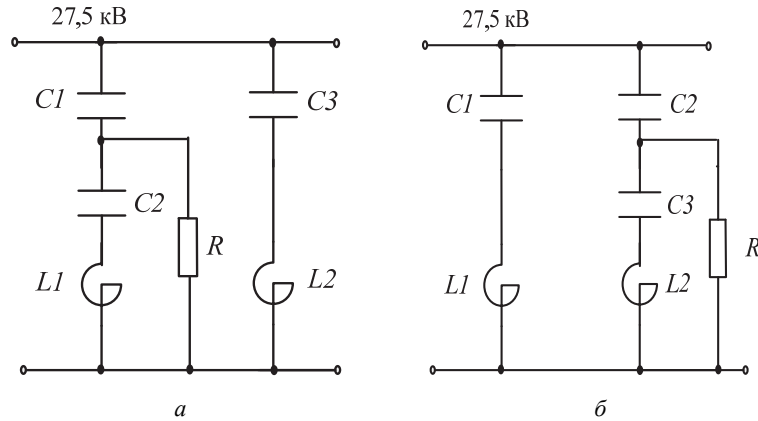


Рис. 7 – ФКУ с фильтром С-типа

Fig. 7 – FCS with the C-type filter

Фильтры С-типа обеспечивают компенсацию реактивной мощности на частоте основной гармоники и ослабление высших гармоник. В первую очередь происходит подавление гармоники, частота которой совпадает с резонансной частотой фильтра, определяемой формулой (1). Частотную характеристику фильтра в полосе ослабления можно варьировать, изменяя сопротивление демпфирующего резистора  $R$ . Увеличение  $R$  способствует более эффективному подавлению гармоники с частотой, равной  $\omega_{02}$ .

Частотные характеристики ФКУ с широкополосными звеньями показаны на рис. 8.

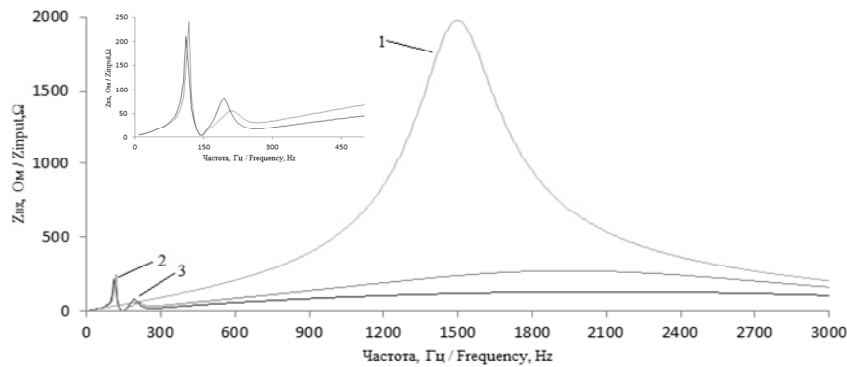


Рис. 8 – Частотная характеристика тяговой сети:

1 – без ФКУ; 2 – при включении ФКУ с С-фильтром, настроенным на 3-ю гармонику;  
3 – при включении с С-фильтром, настроенным на 5-ю гармонику

Fig. 8 – Frequency responses of the traction system:

1 – no FCS; 2 – FCS with the C-filter tuned to 3 harmonic; 3 – FCS with the C-filter tuned to 5 harmonic

ФКУ с фильтром С-типа обеспечивает более эффективное демпфирование резонансного максимума частотной характеристики, чем устройство с широкополосным фильтром второго порядка. Кроме того, фильтр С-типа имеет меньшие потери мощности на частоте основной гармоники. Платой за это является большая суммарная емкость, а следовательно, и стоимость фильтра.

Оценим теперь потери мощности на частоте основной гармоники в рассматриваемых компенсирующих устройствах. Основную долю потерь в пассивных ФКУ составляют потери в нагрузочных резисторах и реакторах. Значения активной мощности, потребляемой рассматриваемыми конфигурациями ФКУ на частоте основной гармоники, представлены в табл. 2. Добротность реакторов была принята равной 40.

### 3. Сравнение характеристик пассивных ФКУ

Оценим теперь техническую и экономическую эффективность рассмотренных конфигураций ФКУ с помощью предложенных критериев. Результаты сравнения структур ФКУ, рассмотренных выше, представлены в табл. 2. В таблице использованы следующие обозначения: УП – узкополосное резонансное звено; ШП – широкополосное звено 2-го порядка; С – фильтр С-типа. Цифра (3 или 5) обозначает порядковый номер гармоники, на которую настроен фильтр.

Таблица 2 / Table 2

Критерии эффективности ФКУ  
Criteria of FCS effectiveness

Схема ФКУ	$k_U, \%$	$k_a$	$k_\Phi$ При $I = 300 \text{ A}/$ $I = 600 \text{ A}$	$P/S$	$k_{sU}$	$k_{sI}$	$\sum C,$ мкФ	$\sum L,$ мГн
Тяговая сеть без ФКУ	40	2,71	1,238/ 1,490	–	–	–		
УПЗ	19,6	2,08	1,148/ 1,192	0,0035	1,031	1,27	17	70,9
УПЗ+УП5	14	1,8	1,138/ 1,176	0,0024	1,022	1,29	15,55	197
«НИИЭФА- ЭНЕРГО»	17	1,99	1,141/ 1,187	0,0072	2,6	1,49	445,3	90,3
СЗ+УП5	8,9	1,60	1,13/ 1,16	0,00219	1,02	1,2	118,8	144,1
УПЗ+С5	7,4	1,63	1,11/ 1,12	0,00221	1,01	1,2	310,8	147
УПЗ+ШП5	11	1,69	1,120/ 1,126	0,0030	1,02	1,2	16,75	185

Результаты, представленные в табл. 2, позволяют сделать следующие выводы.

Однозвенный узкополосный фильтр обеспечивает компенсацию реактивной мощности и подавление наиболее мощной третьей гармоники.

Основные недостатки ФКУ «НИИЭФА-ЭНЕРГО»: значительные потери мощности на частоте основной гармоники, недостаточное ослабление высокочастотных гармоник, большая установленная мощность конденсаторов. Включение третьего звена последовательно с двухрезонансным фильтром увеличивает сопротивление ФКУ для низкочастотных гармоник и ухудшает его фильтрующие свойства. Анализ, проведенный в работе [15], показал, что исключение третьего звена в схеме ФКУ «НИИЭФА-ЭНЕРГО» приводит к значительному снижению потерь. Еще одним недостатком ФКУ является большая суммарная емкость конденсаторов и соответственно большая стоимость. В [12] отмечается, что стоимость ФКУ «НИИЭФА-ЭНЕРГО» в 2...3 раза превышает стоимость простейшего компенсационного устройства такой же мощности.

Результаты анализа показывают, что минимальное значение суммарного коэффициента гармоник напряжения на токоприемнике ЭПС обеспечивают ФКУ с

широкополосными демпфирующими фильтрами. Установка таких фильтров уменьшает вероятность режимных перенапряжений. Одновременно увеличивает среднее значение выпрямленного напряжения, снижается отрицательное влияние ЭПС на устройства проводной связи, автоматики и телемеханики.

Недостаток ФКУ с широкополосным звеном второго порядка – значительные потери на частоте основной гармоники. Основное достоинство фильтра С-типа по сравнению с широкополосным фильтром второго порядка – меньшие потери мощности на частоте основной гармоники. Однако минимум потерь обеспечивается в том случае, если последовательный колебательный контур  $L-C_2$  точно настроен в резонанс на частоту основной гармоники. При отклонениях индуктивности и емкости контура от расчетных значений потери на частоте основной гармоники значительно возрастают.

Серьезный недостаток фильтров С-типа – большая суммарная емкость конденсаторов. Например, суммарная емкость конденсаторов ФКУ с фильтром С-типа, настроенным на частоту 5-й гармоники, составляет 310,8 мкФ. В то же время емкость конденсаторов ФКУ с двумя узкополосными звеньями составляет всего 15,55 мкФ.

### Заключение

В статье исследована возможность улучшения технико-экономических характеристик ФКУ для систем тягового электроснабжения за счет рационального выбора конфигураций фильтров. Проанализированы основные факторы, оказывающие негативное влияние на качество электроэнергии в системах тягового электроснабжения. Определены критерии, определяющие эффективность пассивных ФКУ, устанавливаемых в системах тягового электроснабжения. С помощью предложенных критериев проведен сравнительный анализ различных конфигураций ФКУ. Показано, что включение широкополосных демпфирующих фильтров в состав ФКУ позволяет уменьшить суммарный коэффициент гармоник напряжения на токоприемнике ЭПС, снизить режимные перенапряжения за счет демпфирования резонансных режимов, увеличить среднее значение напряжения на токоприемнике. Однако ни одно из рассмотренных устройств не отвечает всем сформулированным критериям. Необходим поиск новых, более эффективных структур ФКУ, обеспечивающих электромагнитную совместимость ЭПС с системой электроснабжения, устройствами связи, автоматики и телемеханики.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Аррилага Дж., Брэдли Д., Боджер П.** Гармоники в электрических системах: пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
2. Правила устройства системы тягового электроснабжения железных дорог Российской Федерации: ЦЭ-462: утв. М-вом путей сообщ. Рос. Федерации 04.06.97. – М.: МПС РФ, 1997.
3. **Бородулин Б.М., Герман Л.А., Николаев Г.А.** Конденсаторные установки электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1983. – 183 с.
4. **Герман Л.А., Серебряков А.С.** Регулируемые установки емкостной компенсации в системах тягового электроснабжения железных дорог: монография. – М.: МИИТ, 2012. – 211 с.
5. **Nassif A., Xu W., Freitas W.** An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2009. – Vol. 24, N 3. – P. 1710–1718.
6. **Tan P.-C., Morrison R.E., Holmes D.** Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kV electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, N 2. – P. 575–581.

7. Показатели качества электроэнергии на токоприемнике и взаимодействие ЭПС с системой тягового электроснабжения переменного тока / В.А. Кучумов, Д.В. Ермоленко, Н.И. Молин, И.В. Павлов, Н.Н. Широченко, А.В. Ермоленко // Вестник ВНИИЖТ. – 1997. – № 2. – С. 11–16.
8. **Герман Л.А., Серебряков А.С., Максимова А.А.** Фильтрокомпенсирующие установки в тяговых сетях переменного тока // Вестник ВНИИЖТ. – 2016. – Т. 75, № 1. – С. 26–34.
9. **Довгун В.П., Сташков И.А.** Двухрезонансные силовые фильтры для систем тягового электроснабжения // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – 2015. – № 2. – С. 217–220.
10. **Савоськин А.Н., Кулинич Ю.М., Алексеев А.С.** Математическое моделирование электромагнитных процессов в динамической системе «контактная сеть – электровоз» // Электричество. – 2002. – № 2. – С. 29–35.
11. **Герман Л.А., Серебряков А.С., Дуленов Д.Е.** Исследование переходных процессов в двухступенчатой установке поперечной емкостной компенсации в системе электроснабжения железных дорог // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2011. – № 4 (91). – С. 198–202.
12. Эффективность фильтрокомпенсирующих устройств в тяговой сети переменного тока / Л.А. Герман, А.С. Серебряков, В.П. Гончаренко, А.В. Мизинцев // Вестник ВНИИЖТ. – 2013. – № 5. – С. 56–62.
13. **Das J.** Passive filters – potentialities and limitations // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2004. – Vol. 40, N 1. – P. 232–241.
14. **Dugan R., McGranaghan M.** Electrical power systems quality. – New York: McGraw-Hill, 2002.
15. **Черемисин В.Т. Квашук В.А., Бренков С.Н.** Двухрезонансные фильтрокомпенсирующие устройства электрифицированных железных дорог // Наука и транспорт. – 2008. – Спец. вып.: Модернизация железнодорожного транспорта. – С. 48–51.

#### ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF PASSIVE FILTER-DEVICES FOR TRACTION POWER SUPPLY

**Shandrigin D.A., Egorov D.E., Novikov V.V., Dovgun V.P.**  
*Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia*

Problems of improving technical and economic performance of filtering and compensation systems (FCS) for railway AC traction systems are considered in this paper. Criteria of FCS effectiveness in railway traction systems are proposed. Different FCS topologies providing reactive power compensation and harmonic mitigation were investigated through the use of the proposed criteria. It is shown that appropriate solutions for railway traction systems are FCS including single-tuned sections for low-frequency harmonics and broadband damping sections.

*Keywords:* passive filtering and compensation systems, power quality, railway traction systems.

DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-91-103

#### REFERENCES

1. Arrillaga J., Bradley D.A., Bodger P.S. *Power system harmonics*. Chichester, UK, Wiley, 1985 (Russ. ed.: Arrilaga Dzh., Bredli D., Bodzher P. *Garmoniki v elektricheskikh sistemakh*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1990. 320 p.).
2. *Rules of the structure of system of traction power supply of the railroads of the Russian Federation, Order of MPS RF №TsE-462 of April 06, 1997*. Moscow, RF Ministry of Railways Publ., 1997. 79 p.
3. Borodulin B.M., German L.A., Nikolaev G.A. *Kondensatornye ustanovki elektrifitsirovannykh zheleznykh dorog* [Capacitor units of electrified railways]. Moscow, Transport Publ., 1983. 183 p.
4. German L.A., Serebryakov A.S. *Reguliruemye ustanovki emkostnoi kompensatsii v sistemakh tyagovogo elektrosnabzheniya zheleznykh dorog* [Adjustable installations of capacitive compensation in the systems of traction power supply of railways]. Moscow, MIIT Publ., 2012. 211 p.

5. Nassif A., Xu W., Freitas W. An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009, vol. 24, no. 3, pp. 1710–1718.
6. Tan P.-C., Morrison R.E., Holmes D. Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kV electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no. 2, pp. 575–581.
7. Kuchumov V.A., Ermolenko D.V., Molin N.I., Pavlov I.V., Shirochenko N.N., Ermolenko A.V. Pokazateli kachestva elektroenergii na tokopriemnike i vzaimodeistvie EPS s sistemoi tyagovogo elektrosnabzheniya peremennogo toka [Quality indices of electric energy on pantographs and interaction between electric rolling stock and AC traction electric supply system]. *Vestnik nauchno-issledovatel'skogo instituta zheleznodorozhnogo transporta – Vestnik of the Railway Research Institute*, 1997, no. 2, pp. 11–16.
8. German L.A., Serebryakov A.S., Maksimova A.A. Fil'trokompensiruyushchie ustanovki v tyagovykh setyakh peremennogo toka [Filter compensating installations in AC traction networks]. *Vestnik nauchno-issledovatel'skogo instituta zheleznodorozhnogo transporta – Vestnik of the Railway Research Institute*, 2016, vol. 75, no. 1, pp. 26–34.
9. Dovgun V.P., Stashkov I.A. Dvukhrezonansnye silovye fil'try dlya sistem tyagovogo elektrosnabzheniya [Two-resonance power filters for electric traction systems]. *Nauchnye problemy transporta Sibiri i Dal'nego Vostoka – Scientific problems of transportation in Siberia and the Far East*, 2015, no. 2, pp. 217–220.
10. Savos'kin A.N., Kulinich Yu.M., Alekseev A.S. Matematicheskoe modelirovanie elektromagnitnykh protsessov v dinamicheskoi sisteme "kontaktnaya set' – elektrovoz" [Mathematical modeling of electromagnetic transients in a dynamic system: contact network – electric locomotive]. *Elektrichestvo – Electrical Technology Russia*, 2002, no. 2, pp. 29–35.
11. German L.A., Serebryakov A.S., Dulepov D.E. Issledovanie perekhodnykh protsessov v dvukhstupenchatoi ustanovke poperechnoi emkostnoi kompensatsii v sisteme elektrosnabzheniya zheleznykh dorog [The research of initiation transients of two-stage crossover capacitive compensation facility in railway power supply system]. *Trudy NGTU im. R.E. Alekseeva – Transactions of NNSTU n.a. R.E. Alekseev*, 2011, no. 4 (91), pp. 198–202.
12. German L.A., Serebryakov A.S., Goncharenko V.P., Mizintsev A.V. Effektivnost' fil'trokompensiruyushchikh ustroystv v tyagovoi seti peremennogo toka [Efficiency of Filter Compensating Devices as Used with AC Traction Power Supply System]. *Vestnik nauchno-issledovatel'skogo instituta zheleznodorozhnogo transporta – Vestnik of the Railway Research Institute*, 2013, no. 5, pp. 56–62.
13. Das J. Passive filters – potentialities and limitations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, vol. 40, no. 1, pp. 232–241.
14. Dugan R., McGranaghan M. *Electrical power systems quality*. New York, McGraw-Hill, 2002.
15. Cheremisin V.T. Kvashchuk V.A., Brenkov S.N. Dvukhrezonansnye fil'trokompensiruyushchie ustroystva elektrifitsirovannykh zheleznykh dorog [Two-resonance filtering and compensating systems for electrified railways]. *Nauka i transport – Science and Transport*, 2008, Spec. iss. *Modernizatsiya zheleznodorozhnogo transporta* [Modernization of railway Transport], pp. 48–51.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Шандрыгин Денис Александрович** – родился в 1995 году, аспирант кафедры систем автоматики, автоматизированного управления и проектирования, Институт космических и информационных технологий, ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет». Область научных интересов: электроэнергетика, тяговое электроснабжение железных дорог. (Адрес: 660074, Россия, г. Красноярск, ул. Киренского, 26. E-mail: shandrygin2012@yandex.ru).

**Shandrygin Denis Aleksandrovich** – (b. 1995) – post-graduate student at the department of Systems of automatic equipment, automated management and design, Institute of Space and Information Technologies, Siberian Federal University. His research interests are currently focused on energy system, traction power supply of railways. (Address: 26, Kirensky St., Krasnoyarsk, 660074, Russia. E-mail: shandrygin2012@yandex.ru).



**Егоров Денис Эдуардович** – родился в 1990 году, канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры систем автоматизации, автоматизированного управления и проектирования Сибирского федерального университета. Окончил Сибирский федеральный университет в 2012 году по специальности «Информационные системы и технологии (в энергетике)». Кандидатскую диссертацию защитил в 2015 году. (Адрес: 660074, Россия, г. Красноярск, улица Киренского, 26. E-mail: denis.egorov.90@bk.ru).

**Egorov Denis Eduardovich** (b. 1990) – Candidate of Sciences (Eng.), senior tutor of department of Systems of automatic equipment, automated management and design of Siberian Federal University. Has graduated from Siberian Federal University in 2012 specialty «Information systems and technologies (in power engineering)». He defended his thesis in 2015. (Address: 26, Kirensky St., Krasnoyarsk, 660074, Russia. E-mail: denis.egorov.90@bk.ru).



**Новиков Виктор Валерьевич** – родился в 1983 году, канд. техн. наук, доцент кафедры систем автоматизации, автоматизированного управления и проектирования, Институт космических и информационных технологий, ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет». Область научных интересов: электроэнергетика, системы управления качеством электроэнергии. Опубликовано 18 научных работ. (Адрес: 660074, Россия, г. Красноярск, ул. Киренского, 26. E-mail: nvfagot@mail.ru).

**Novikov Viktor Valerievich** (b. 1983) – Candidate of Sciences (Eng.), associate professor at the Department of Automation Systems, Automated Control and Design, Institute of Space and Information Technologies, Siberian Federal University. His research interests are currently focused on energy systems, power quality management systems. He is author of 18 scientific papers. (Address: 26, Kirensky St., Krasnoyarsk, 660074, Russia. E-mail: nvfagot@mail.ru).



**Довгун Валерий Петрович** – родился в 1955 году, д-р техн. наук, профессор кафедры систем автоматизации, автоматизированного управления и проектирования, Институт космических и информационных технологий, ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет». Область научных интересов: синтез аналоговых и цифровых цепей и систем; системы управления качеством электроэнергии. Опубликовано 161 научная работа. (Адрес: 660074, Россия, г. Красноярск, ул. Киренского, 26. E-mail: valerydovgun@gmail.com).

**Dovgun Valery Petrovich** (b. 1955) – Doctor of Sciences (Eng.), professor at the department of Systems of automatic equipment, automated management and design, Institute of Space and Information Technologies, Siberian Federal University. His research interests are currently focused on synthesis of analog and digital circuits and systems, power quality management systems. He is author of 161 scientific papers. (Address: 26, Kirensky St., Krasnoyarsk, 660074, Russia. E-mail: valerydovgun@gmail.com).

*Статья поступила 04 март 2019 г.  
Received March 04, 2019*

---

To references:

Shandrigin D.A., Egorov D.E., Novikov V.V., Dovgun V.P. Analiz effektivnosti passivnykh fil'trokompensiruyushchikh ustroystv dlya sistem tyagovogo elektrosnabzheniya [Analysis of the effectiveness of passive filter-devices for traction power supply]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2019, no. 1 (42), pp. 91–103. DOI: 10.17212/1727-2769-2019-1-91-103.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК  
ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Выпуск 1(42) январь–март 2019**

Выпускающий редактор *И.П. Брованова*  
Корректор *И.Е. Семенова*  
Компьютерная верстка *Н.В. Гаврилова*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции  
Издание соответствует коду 95 2000 ОК 005-93 (ОКП)

---

Подписано в печать 19.03.2019. Выход в свет 20.03.2019. Бумага офсетная. Формат 70×108 1/16  
Тираж 300 экз. Уч.-изд. л. 9,1. Печ. л. 6,5. Изд. № 102. Заказ № 922

---

Отпечатано в типографии  
Новосибирского государственного технического университета  
630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20