



ISSN 1991-8542 (Print)

ISSN 2712-8938 (Online)

**ВЕСТНИК**  
**САМАРСКОГО**  
**ГОСУДАРСТВЕННОГО**  
**ТЕХНИЧЕСКОГО**  
**УНИВЕРСИТЕТА**

Серия  
«ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ»

2022 Т. 30. № 2

ISSN 1991-8542 (Print)

ISSN 2712-8938 (Online)

**Вестник  
Самарского  
Государственного  
Технического  
Университета**

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

Издается с августа 1993 г.

Выходит 4 раза в год

**Серия**

**«ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ»**

2022. Том 30. № 2

---

Учредитель – ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»

**Главный редактор серии** Ю.Э. Плешивцева (д.т.н., проф.)

**Отв. секретарь серии** О.С. Афанасьева (к.т.н.)

**Редакционная коллегия:**

А.М. Абакумов (д.т.н., проф.)

В.И. Батищев (д.т.н., проф.)

С.Ю. Боровик (д.т.н., проф.)

Ю.В. Зубков (д.т.н., проф.)

Л.С. Казаринов (д.т.н., проф.)

О.С. Колосов (д.т.н., проф.)

П.К. Кузнецов (д.т.н., проф.)

В.И. Лачин (д.т.н., проф.)

М.Ю. Лившиц (д.т.н., проф.)

С.П. Орлов (д.т.н., проф.)

Л.Д. Певзнер (д.т.н., проф.)

Э.Я. Рапопорт (д.т.н., проф.)

А.В. Стариков (д.т.н., проф.)

Е. Вааке (проф., Германия)

S. Luri (проф., Италия)

B. Naske (проф., Германия)

M. Forzan (проф., Италия)

## НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

Вестник Самарского государственного технического университета  
Серия «Технические науки» (2022. Том 30. № 2)

Учредитель – ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет» 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244, Главный корпус

Редактор Г.В. Загребина  
Компьютерная верстка О.С. Афанасьева

*Свидетельство о регистрации*  
ПИ №ФС 77-64449 от 31.12.2015.

Подписано в печать 25.07.22  
Выход в свет 10.08.22

*Адрес редакции и издателя:*  
ФГБОУ ВО «Самарский  
государственный  
технический университет»  
443100, г. Самара,  
ул. Молодогвардейская, 244  
Главный корпус

Формат 70 × 108 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>.  
Усл. печ. л. 21,12 п.л.  
Уч.-изд. л. 20,65 п.л.  
Тираж 500 экз. Рег. № 106/22  
Заказ № 422

Телефон: (846) 337 04 43  
E-mail: vest\_teh@samgtu.ru  
Факс: (846) 278 44 40

Отпечатано в типографии Самарского  
государственного технического университета  
*Адрес типографии:*  
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244.  
Корпус 8

Журнал включен в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ).

Журнал включен в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по следующим группам научных специальностей: 05.13.00 – Информатика, вычислительная техника и управление; 05.11.00 – Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы; 05.09.00 – Электротехника.

Полнотекстовый доступ к статьям журнала осуществляется на сайте научной электронной библиотеки eLIBRARY.RU (<http://elibrary.ru>)  
и на сайте <https://journals.eco-vector.com/1991-8542/>

**Подписной индекс в каталоге «Роспечать» 18106**  
**ISSN 1991-8542**

© Авторы, 2022

© Самарский государственный  
технический университет, 2022

ФЗ № 436-ФЗ	Издание не подлежит маркировке в соответствии с п. 1 ч. 2 ст. 1
----------------	--

Цена свободная

ISSN 1991-8542 (Print)

ISSN 2712-8938 (Online)

Vestnik of  
Samara  
State  
Technical  
University

SCIENTIFIC JOURNAL

Published since August 1993

Four Issues a Year

Technical Sciences Series

2022. Vol. 30. Issue 2

---

Founder – Samara State Technical University

**Editor-in-Chief of Series** Y.E. Pleshivtseva (Dr. Techn. Sci., Prof.)

**Execute Secretary of Series** O.S. Afanaseva (PhD Techn.)

**Editorial board**

A.M. Abakumov (Dr. Techn. Sci., Prof.)

E. Baake (Prof. Leibniz University of Hannover, Germany)

V.I. Batishchev (Dr. Techn. Sci., Prof.)

S.Y. Borovik (Dr. Techn. Sci., Prof.)

M. Forzan (Prof., University of Padua, Italy)

L.S. Kazarinov (Dr. Techn. Sci.)

O.S. Kolosov (Dr. Techn. Sci., Prof.)

P.K. Kuznetsov P. K. (Dr. Techn. Sci., Prof.)

V.I. Lachin (Dr. Techn. Sci., Prof.)

M.Y. Livshits (Dr. Techn. Sci., Prof.)

S. Lupi (Prof., University of Padua, Italy)

B. Nacke (Prof., Leibniz University of Hannover, Germany)

S.P. Orlov (Dr. Techn. Sci., Prof.)

L.D. Pevzner (Dr. Techn. Sci., Prof.)

E.Y. Rapoport (Dr. Techn. Sci., Prof.)

A.V. Starikov (Dr. Techn. Sci., Prof.)

Yu.V. Zubkov (Dr. Techn. Sci., Prof.)

Edited by G. V. Zagrebina  
Compiled and typeset by O. S. Afanaseva

The Editorial Board Address:

Dept. of Applied Mathematic and Computer Science  
Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

Phone: +7(846) 337 04 43

E-mail: vest\_teh@samgtu.ru

Printed at the Samara State Technical University Press

The journal is included in the Russian Science Citation Index.

The journal is included in VINITI (<http://www.viniti.ru>) abstracts databases.

The full-text electronic version of journal is hosted by the web-site of scientific electronic library eLIBRARY.RU and by the site SamGTU (<http://vestnik-teh.samgtu.ru>) and by the site <https://journals.eco-vector.com/1991-8542/>

**The subscription index in Rospechat catalogue 18106**

**ISSN 1991-8542**

## СОДЕРЖАНИЕ

### *Информатика, вычислительная техника и управление*

<i>Данилушкин А.И., Данилушкин В.А.</i> Система автоматического управления модульным индукционным комплексом для нагрева вязкой жидкости.....	6
<i>Павлушин А.В.</i> Проблемно-ориентированная модель технологического процесса поверхностной индукционной закалки .....	21
<i>Рогачев Г.Н., Труфанов Ю.С.</i> Оптимизация процесса компаундирования нефтепродуктов .....	35
<i>Сагитова Л.А.</i> Многокритериальная оценка сравнительной эффективности генерирующего оборудования .....	48

### *Электротехника*

<i>Иванников Ю.Н., Овсянников В.Н.</i> Исследование температурного состояния моментного электродвигателя с ограниченным углом поворота ротора .....	60
<i>Макаричев Ю.А., Ратцев Я.А.</i> Линейный двигатель постоянного тока системы стабилизации прецизионных объектов .....	73
<i>Рокало Д.Ю.</i> Математическая модель цифрового следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах .....	85
<i>Смачный В.Ю.</i> Анализ схем преобразователей, применяемых для питания фаз вентильно-индукторных приводов.....	100

# Информатика, вычислительная техника и управление

УДК 621.365

## СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ МОДУЛЬНЫМ ИНДУКЦИОННЫМ КОМПЛЕКСОМ ДЛЯ НАГРЕВА ВЯЗКОЙ ЖИДКОСТИ

*А.И. Данилушкин, В.А. Данилушкин\**

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: aidanilushkin@mail.ru

*Аннотация.* Рассматривается проблема управления процессом косвенного индукционного нагрева вязких неэлектропроводных жидкостей в процессе их транспортировки по трубопроводной системе. Объект управления характеризуется сложными нелинейными процессами, протекающими в системе «индукционный нагреватель – металлическая стенка трубы – поток жидкости». Ввиду сложности процесса и невозможности получения передаточных функций в аналитической форме для оценки динамических свойств объекта в работе используются переходные функции, полученные расчетным путем с помощью численной модели. Задача реализации качественной системы управления усложняется наличием существенных технологических ограничений, наложенных на параметры процесса. К таким ограничениям относятся, прежде всего, ограничение на максимальную температуру пограничного слоя жидкости, контактирующей с теплопередающей поверхностью трубы. Реализация технологических требований возможна только в многосекционном нагревателе с автономными источниками питания. Существенно неравномерное распределение температуры потока жидкости вследствие низкой теплопроводности обуславливает необходимость распределенного контроля для оценки средней температуры в контролируемом сечении потока. Исследование динамических свойств нагревателя проводится относительно температуры жидкости в определенных фиксированных точках поперечного сечения потока на выходе из каждой секции. Отмечено, что для адекватной оценки средней по сечению температуры потока достаточно иметь четыре точки контроля, для которых определены параметры передаточных функций. Для вычисления средней по сечению потока температуры экспериментально полученная зависимость аппроксимируется кусочно-линейной функцией, состоящей из отрезков прямых с концами в точках измерения температуры. В работе представлена структурная модель объекта, состоящего из трех нагревательных секций. Структурная схема каждой секции объекта управления представляет

---

\* Александр Иванович Данилушкин, профессор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий», доктор технических наук, профессор.  
Василий Александрович Данилушкин, доцент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий», кандидат технических наук, доцент.

*собой совокупность элементарных звеньев – аperiodических и звеньев запаздывания. Для исследования динамических свойств системы автоматического регулирования многосекционным нагревателем использовалась динамическая модель системы, реализованная в среде технологических расчетов, – Matlab<sup>®</sup>, а также сопутствующей системы для моделирования динамических нелинейных систем – Simulink<sup>®</sup>.*

**Ключевые слова:** *индукционный нагрев, трубопроводный транспорт, математическая модель, передаточная функция, структурная схема, управление.*

## **Введение**

Перекачка нефти и вязких нефтепродуктов по трубопроводам требует установки компрессорных агрегатов большой мощности. Для снижения энергозатрат при транспортировке и увеличения производительности трубопровода используют специальные мероприятия, среди которых наиболее эффективным является уменьшение вязкости перекачиваемой жидкости путем подогрева после компримирования и на линейном участке трубопроводной системы.

Для нагрева нефти и вязких нефтепродуктов разработаны нагревательные устройства различного конструктивного исполнения, основанные на преобразовании электрической энергии в тепло в специальных тепловыделяющих элементах и передачи его в нагреваемую жидкость [1–9].

Все предлагаемые конструктивные решения независимо от способа преобразования электроэнергии в тепло должны учитывать ряд ограничений, обусловленных физическими свойствами транспортируемой нефти. Из-за высокой вязкости при практически реализуемых скоростях потока течение жидкости носит ламинарный характер. Расчеты температурных полей в потоке жидкости показывают, что вследствие низкой теплопроводности ее нагрев характеризуется большим перепадом температур по сечению потока [10–12]. Максимальная температура теплопередающей поверхности нагревателя (стенки трубы) ограничена предельно допустимой температурой пограничного слоя жидкости. В связи с этим для достижения требуемой средней по сечению потока температуры жидкости на выходе длина нагревателя может составлять от 8 до 16 м в зависимости от производительности и физических характеристик перекачиваемой жидкости. Реализация нагревателей такой протяженности возможна только в виде многосекционных нагревательных систем.

## **Основная часть**

На рис. 1 представлена функциональная схема индукционной нагревательной системы, состоящей из трех индукционных нагревателей с автономными источниками питания.

В процессе работы трубопроводной системы возможны различные по уровню отклонения температурного режима, обусловленные внешними возмущениями. Возмущающие воздействия на объект в процессе нагрева – вариации различных энергетических, технологических и других параметров всего комплекса оборудования – могут достигать значительной величины. К таким возмущающим воздействиям относятся: колебания напряжения сети ( $(+10 \div 15)\%$  от  $U_{ном}$ ), изменение скорости потока жидкости, изменение физических свойств перекачиваемой жидкости, вариация температуры жидкости на входе в трубопровод, колебания температуры окружающей среды и другие. Некоторые из этих возмущений могут контролироваться в процессе работы, другие являются случайными и не-



контролируемыми. Для решения задачи стабилизации средней температуры потока жидкости в выходном сечении в условиях внешних возмущений требуется создание системы автоматического регулирования. В многосекционном нагревателе возможны различные варианты построения системы регулирования в зависимости от уровня возмущений, мощности источника питания и др. Принципиально при автономном управлении каждой секции все возмущения можно компенсировать системой автоматического регулирования выходной секции, однако технологические ограничения на температуру пограничного слоя жидкости, а следовательно, на температуру стенки трубы в большинстве случаев не позволяют использовать полностью энергетические возможности источника питания и обеспечить требуемое значение средней температуры жидкости на выходе из каждой секции. При этом по мере прохождения потока жидкости от входа к выходу погрешность накапливается. Компенсация всех накопившихся в предыдущих секциях отклонений должна быть обеспечена системой автоматического регулирования выходной секции нагревателя. Для синтеза системы необходимо выполнить идентификацию процесса косвенного индукционного нагрева потока жидкости.

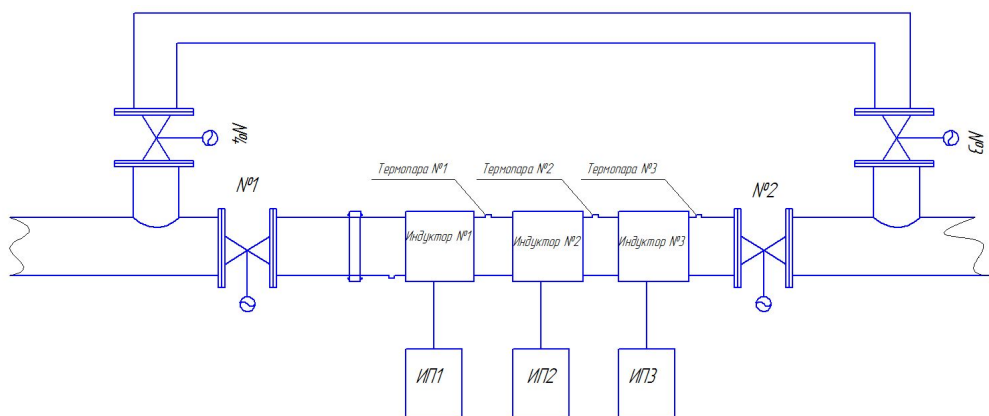


Рис. 1. Функциональная схема многосекционного индукционного нагревателя

### Исследование динамических свойств объекта

В установившемся режиме функционирования многосекционной системы индукционного нагрева можно с достаточной степенью точности считать, что такие параметры процесса, как теплоемкость, теплопроводность, остаются постоянными в пределах каждой секции. Процесс косвенного индукционного нагрева потока жидкости описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений в частных производных, включающих уравнения Максвелла электромагнитного поля, уравнения теплопроводности Фурье и уравнения Навье – Стокса. Решение ряда частных задач исследования электромагнитных и температурных полей с учетом нелинейных зависимостей физических свойств перекачиваемой жидкости от температуры получено численными методами [11–14].

Разработка и исследование системы модального управления многосекционным индукционным нагревателем нефти для одной частной реализации представлены в работе [15].

Процесс преобразования электромагнитной энергии в тепловую носит нелинейный характер, поскольку мощность, передаваемая электромагнитным полем,

зависит от электрофизических и теплофизических свойств металла, которые, в свою очередь, являются нелинейной функцией температуры [16]. Для исследуемых технологических процессов в рабочем диапазоне температур указанной зависимостью можно пренебречь и считать электрофизические свойства металла постоянными. Далее, в связи с тем, что электромагнитная постоянная времени системы «индуктор – металл» несоизмеримо меньше (на 2–3 порядка) тепловой постоянной времени объекта, электромагнитные процессы в системе «индуктор – стенка трубы» можно считать безынерционными. С учетом этих допущений звено «индуктор – стенка трубы» по каналу «напряжение – мощность источников внутреннего тепловыделения» можно представить безынерционным звеном. Таким образом, динамику процесса определяют тепловые процессы, обусловленные теплопереносом от стенок трубы в поток жидкости.

Учитывая сложность процессов, включающих процесс преобразования электромагнитной энергии в тепло в стенке трубы, передачу тепловой энергии от стенки трубы в поток жидкости с неравномерным распределением скорости по сечению потока, определение передаточных функций исследуемого объекта аналитическим путем не представляется возможным. Для определения передаточных функций исследуемого объекта в работе используется переходная функция, полученная расчетным путем с помощью численной модели, предложенной в [11]. При численном моделировании процесса для некоторых частных значений аргумента находятся соответствующие частные значения функции, при этом возможен учет практически всех существенных нелинейностей в системе.

Исследование динамических свойств трехсекционного нагревателя проводится относительно температуры жидкости в определенных фиксированных точках поперечного сечения потока на выходе из каждой секции.

На рис. 2 показано расположение точек контроля по радиальной координате потока жидкости.

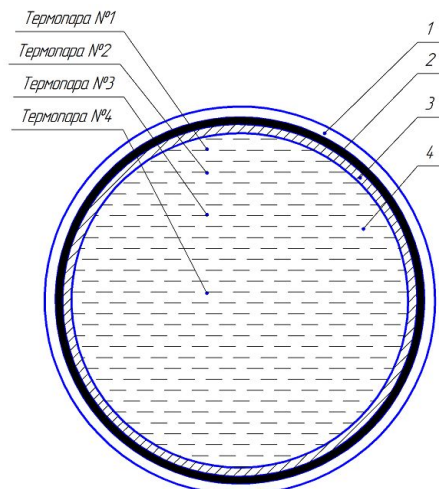


Рис. 2. Схема расположения точек контроля температуры

Начальное состояние характеризуется постоянной средней скоростью  $v = 0,035$  м/с потока жидкости и мощностью, равной 0,8 от номинального значения. Температура жидкости в установившемся режиме перед началом экспери-

мента в точках контроля приведена в табл. 1. Контроль температурного распределения в идеальном варианте предполагает использование датчиков температуры, распределенных по всему сечению. В реальной ситуации о характере температурного распределения можно судить по измерению температуры в ограниченном числе точек контроля. Выбор числа и координат точек отбора импульса управления существенно влияет на качество работы замкнутой системы регулирования. Для адекватной оценки средней по сечению температуры потока необходимо иметь как минимум четыре точки контроля, причем параметры передаточных функций для каждой точки определяются ее радиальной координатой.

После установления стационарного режима мощность источников тепла одной секции скачком увеличивается на 15 %. Переходные функции для температуры в указанных точках при скачкообразном переходе на новый установившийся режим для третьей секции нагревателя представлены на рис. 3. Здесь кривые 1–4 описывают поведение температуры в контрольных точках в выходном сечении потока жидкости в соответствии со схемой их расположения, представленной на рис. 2. Горизонтальные участки переходных функций объекта учитывают ограниченность длины секции нагревателя. Время прохождения потока жидкости через нагреватель равно  $\tau_T = \frac{L}{v}$ . Здесь  $L$  – длина секции нагревателя,  $v$  – средняя скорость потока жидкости.

Таблица 1

Температура жидкости в установившемся режиме

№ секции	Температура в точках контроля, °С			
	Точка 1	Точка 2	Точка 3	Точка 4
1 секция	74	58	42	36
2 секция	82	63	59	52
3 секция	84	74	68	62

Расчеты показывают, что для конкретных параметров объекта скорости в контролируемых точках потока по радиусу отличаются незначительно, поэтому скорость течения для всех контролируемых точек можно принять одинаковой.

По графику переходной функции определены передаточные функции объекта для каждой контролируемой координаты объекта. Полученные передаточные функции описывают динамические свойства объекта в области малых отклонений регулируемой величины от установившегося значения, т. е. соответствуют линеаризованной модели объекта. С учетом времени «транспортного» запаздывания  $\tau_T$ , равного времени прохождения потока жидкости через нагреватель, передаточная функция для различных координат точек контроля температуры принимает вид, аналогичный [17]

$$W_n(r_n, p) = \frac{K_n(r_n)}{(T_{n1}(r_n)p + 1)(T_{n2}(r_n)p + 1)} (1 - ke^{-p\tau_T(v)}).$$

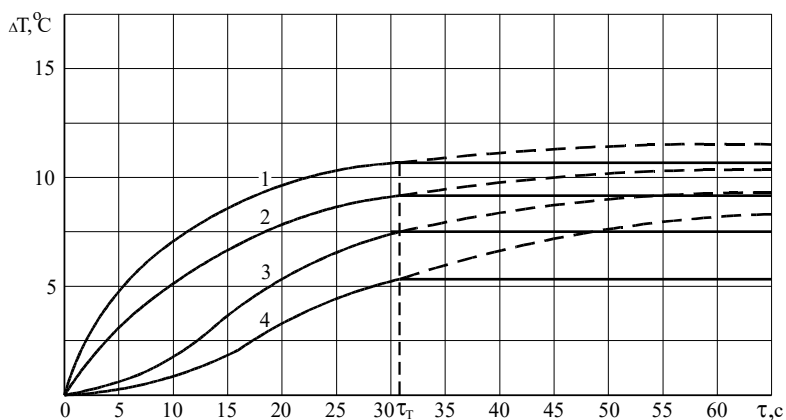


Рис. 3. Переходные функции для температуры жидкости на выходе третьей секции нагревателя

Здесь  $K_n(r_n) = \frac{\Delta T_n}{\Delta U_{\text{инд}}}$  – коэффициент передачи звена «напряжение на индукторе – температура жидкости в  $n$ -ной точке контроля»,  $r_n$  – радиальная координата точки контроля,  $(1 - e^{-p\tau_T(v)}) = (1 - e^{-p\tau_T})$  – звено «транспортного» запаздывания,  $T_n(r_n)$  – постоянная времени для соответствующей точки  $n$ , обусловленная тепловой инерцией объекта.

В качестве регулируемого параметра рассматривается средняя температура потока жидкости на выходе из нагревателя. В качестве управляющего воздействия рассматривается мощность, подводимая к индуктору. Остальные воздействия – температура на входе в нагреватель, нестабильность физических свойств жидкости, вариация средней скорости потока и т. д. – рассматриваются как возмущения.

На рис. 4 представлена структурная схема автономной секции нагревателя.

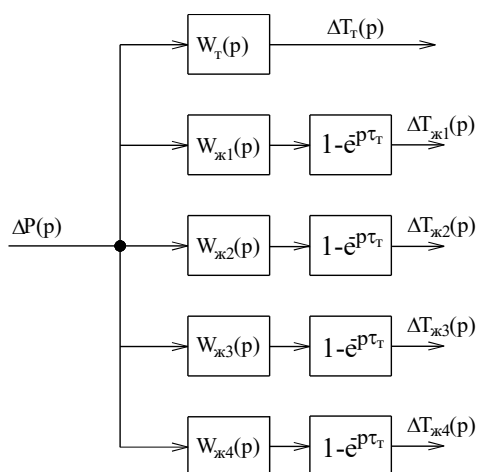


Рис. 4. Структурная схема автономной секции нагревателя

Здесь  $W_T(p) = \frac{K_T}{(T_{T1}p+1)(T_{T2}p+1)}$  – передаточная функция для температуры тру-

бы относительно мощности, подводимой к индуктору;

$$W_{ж1}(p) = \frac{K_{ж1}}{(T_{ж11}p+1)(T_{ж12}p+1)}, \quad W_{ж2}(p) = \frac{K_{ж2}}{(T_{ж2}p+1)}, \quad W_{ж3}(p) = \frac{K_{ж3}e^{-p\tau_3}}{(T_{ж3}p+1)},$$

$$W_{ж4}(p) = \frac{K_{ж4}e^{-p\tau_4}}{(T_{ж4}p+1)}$$

– передаточные функции для температуры жидкости соот-

ветственно в точках 1–4 контроля. Звено  $(1 - e^{-p\tau_T})$  характеризует транспортное запаздывание, где  $\tau_T = \frac{L}{v}$  – время прохождения каждого сечения потока жидкости со скоростью  $v$  через нагреватель длиной  $L$ .

В работе приведены результаты численных экспериментов по определению вида и параметров передаточных функций для трехсекционного индукционного нагревателя с последовательным включением секций. Вид аппроксимированной передаточной функции, а также численные значения постоянных времени, времени запаздывания и коэффициентов передачи для каждой секции нагревателя приведены в табл. 2–4.

Таблица 2

Параметры передаточных функций первой секции нагревателя

Точка контроля	Вид передаточной функции	$K_n(r_n)$	$T_n(r_n)$ , с	$\tau_n$ , с	$\tau(v)$ , с
Стенка трубы	$\frac{K_m}{(T_{m1}p+1)(T_{m2}p+1)}$	1,12	$T_1 = 8$ $T_2 = 16$	0	0
Термопара 1	$\frac{K_n(r_n)}{(T_1(r_n)p+1)(T_2(r_n)p+1)}$	0,004	$T_1 = 14$ $T_2 = 9$	0	32
Термопара 2	$W(p) = \frac{K}{Tp+1}$	0,00373	18	0	32
Термопара 3	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-p\tau}$	0,0036	21	5	32
Термопара 4	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-p\tau}$	0,00326	32	8	32

### Синтез системы автоматического управления с обратной связью по средней по сечению потока жидкости температуре

Центральной задачей синтеза является построение такой структуры системы автоматического управления нагревательной установкой, которая обеспечивает нагрев жидкости до заданной температуры с заданной точностью при действующих на систему возмущениях с учетом ограничения на температуру стенки трубы. В качестве управляющего воздействия в исследуемой установке рассматривается напряжение, подводимое к индуктору.

Таблица 3

**Параметры передаточных функций второй секции нагревателя**

Точка контроля	Вид передаточной функции	$K_n(r_n)$	$T_n(r_n), c$	$\tau_n, c$	$\tau_T(v), c$
Стенка трубы	$\frac{K_m}{(T_{m1}p+1)(T_{m2}p+1)}$	1,12	$T_1 = 8$ $T_2 = 21$	0	0
Термопара 1	$\frac{K_n(r_n)}{(T_1(r_n)p+1)(T_2(r_n)p+1)}$	0,0039	$T_1 = 16$ $T_2 = 12$	0	32
Термопара 2	$W(p) = \frac{K}{Tp+1}$	0,0037	24	0	32
Термопара 3	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-pr}$	0,0034	28	7	32
Термопара 4	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-pr}$	0,0028	34	9	32

Таблица 4

**Параметры передаточных функций третьей секции нагревателя**

Точка контроля	Вид передаточной функции	$K_n(r_n)$	$T_n(r_n), c$	$\tau_n, c$	$\tau_T(v), c$
Стенка трубы	$\frac{K_m}{(T_{m1}p+1)(T_{m2}p+1)}$	1,12	$T_1 = 8$ $T_2 = 14$	0	0
Термопара 1	$\frac{K_n(r_n)}{(T_1(r_n)p+1)(T_2(r_n)p+1)}$	0,0037	$T_1 = 9$ $T_2 = 14$	0	32
Термопара 2	$W(p) = \frac{K}{Tp+1}$	0,0035	18	0	32
Термопара 3	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-pr}$	0,003	23	6	32
Термопара 4	$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot e^{-pr}$	0,0027	29	11	32

Структурная схема системы автоматического регулирования с обратной связью по средней температуре потока жидкости на выходе из нагревателя для автономной секции представлена на рис. 5. Здесь  $W_u(p) = \frac{K_u}{T_u p + 1}$  – передаточная

функция звена «напряжение на индукторе – удельная мощность нагрева»;

$$W_{ж1}(r_1, p) = \frac{K_1(r_1)}{T_1(r_1)p + 1}, \quad W_{ж2}(r_2, p) = \frac{K_2(r_2)e^{-pr_2}}{T_2(r_2)p + 1}, \quad W_{ж3}(r_3, p) = \frac{K_3(r_3)e^{-pr_3}}{T_3(r_3)p + 1},$$

$$W_{ж4}(r_4, p) = \frac{K_4(r_4)e^{-pr_4}}{T_4(r_4)p + 1}$$

– передаточные функции для температуры соответственно в точках 1–4 потока жидкости относительно мощности нагрева;

$W_{дт}(p) = \frac{K_{дт}}{T_{дт}p + 1}$  – передаточная функция датчика температуры;  $W_{рег}(p)$  – передаточная функция регулятора;  $W_{сп}(p)$  – звено, учитывающее «транспортное» запаздывание относительно средней температуры жидкости на выходе из нагревателя.

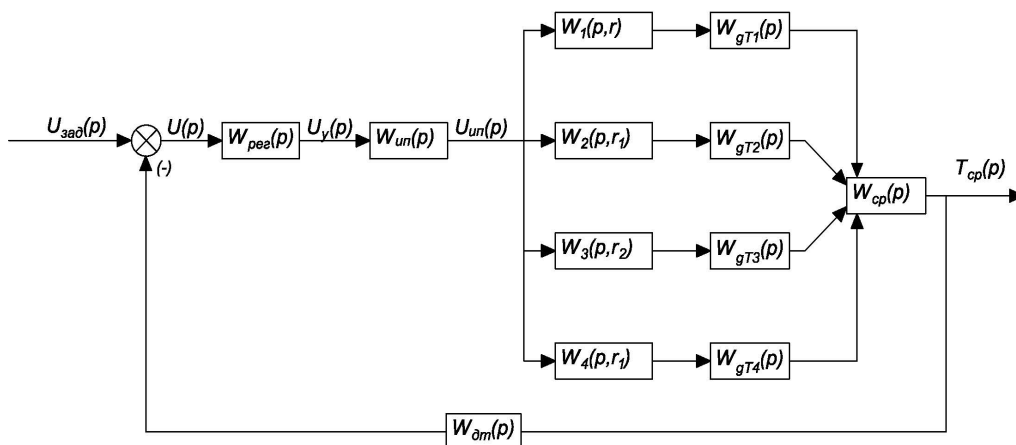


Рис. 5. Структурная схема системы регулирования одной секции индукционным нагревателем

В предлагаемой системе сигнал, пропорциональный средней по сечению потока жидкости температуре на выходе из нагревателя, формируется с помощью термопар, установленных на выходе из нагревателя в различных точках по сечению потока. Как показывают эксперименты, для оценки средней температуры достаточно иметь четыре установленных на определенном расстоянии датчика температуры жидкости.

Средняя по сечению температура потока жидкости определяется по формуле

$$T_{сп} = \frac{2}{R^2} \int_0^R T(r) r dr.$$

Распределение температуры по радиусу аппроксимируется кусочно-линейной функцией, состоящей из отрезков прямых с концами в точках измерения температуры:

$$T(r) = \begin{cases} a_1 r + b_1, & \text{при } R_{11} \leq r < R_{12}; \\ a_2 r + b_2, & \text{при } R_{12} \leq r < R_{13}; \\ \dots; \\ a_i r + b_i, & \text{при } R_{1i} \leq r < R_{1(i+1)}; \\ \dots; \\ a_{N-1} r + b_{N-1}, & \text{при } R_{1(N-1)} \leq r \leq R_{1N}; \end{cases} \quad i = \overline{1, (N-1)},$$

где  $N$  – количество точек измерения температуры по радиусу потока.

Коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$  определяются из выражений

$$a_i = \frac{T(R_{l(i+1)}) - T(R_{li})}{R_{l(i+1)} - R_{li}}; \quad b_i = T(R_{li}) - a_i R_{li}.$$

После выполнения интегрирования формула для вычисления средней температуры принимает вид:

$$T_{cp}(r) = \frac{2}{R_{lN}^2 - R_{l1}^2} \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[ (T(R_{l(i+1)}) - T(R_{li})) \cdot \frac{R_{l(i+1)}^2 + R_{l(i+1)}R_{li} + R_{li}^2}{3} + T(R_{li}) \cdot \frac{R_{l(i+1)}^2 - R_{li}^2}{2} - (T(R_{l(i+1)}) - T(R_{li})) \cdot \frac{R_{l(i+1)} + R_{li}}{2} R_{li} \right].$$

Передаточная функция для средней температуры потока жидкости, учитывающая «транспортное» запаздывание, в реальном масштабе времени в системе автоматического управления, представленной на рис. 4, реализована в вычислительном блоке  $W_{cp}(p)$ .

На рис. 6 приведена развернутая модель объекта управления, состоящего из трех секций.

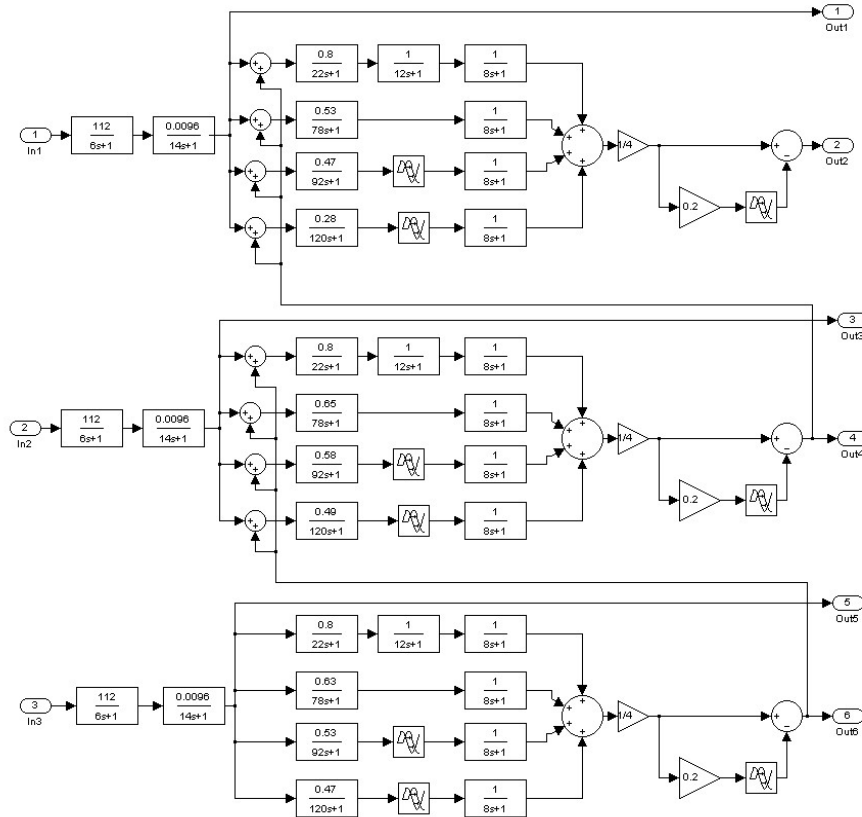


Рис. 6. Модель объекта для средней по сечению температуры жидкости

Структурная схема каждой секции объекта управления представляет собой совокупность элементарных звеньев – аperiodических и звеньев запаздывания. Выходной координатой объекта является средняя по сечению потока температу-



ра. Для моделирования системы управления использовались возможности среды технологических расчетов – Matlab<sup>®</sup>, а также сопутствующей системы для моделирования динамических нелинейных систем – Simulink<sup>®</sup> [18].

В объекте отсутствуют перекрестные связи, есть только прямые связи с выхода предыдущей секции нагревателя на вход последующей, что и отражено на структурной схеме объекта.

Для оценки качественных показателей системы автоматического управления использовалась динамическая модель системы, приведенная на рис. 7.

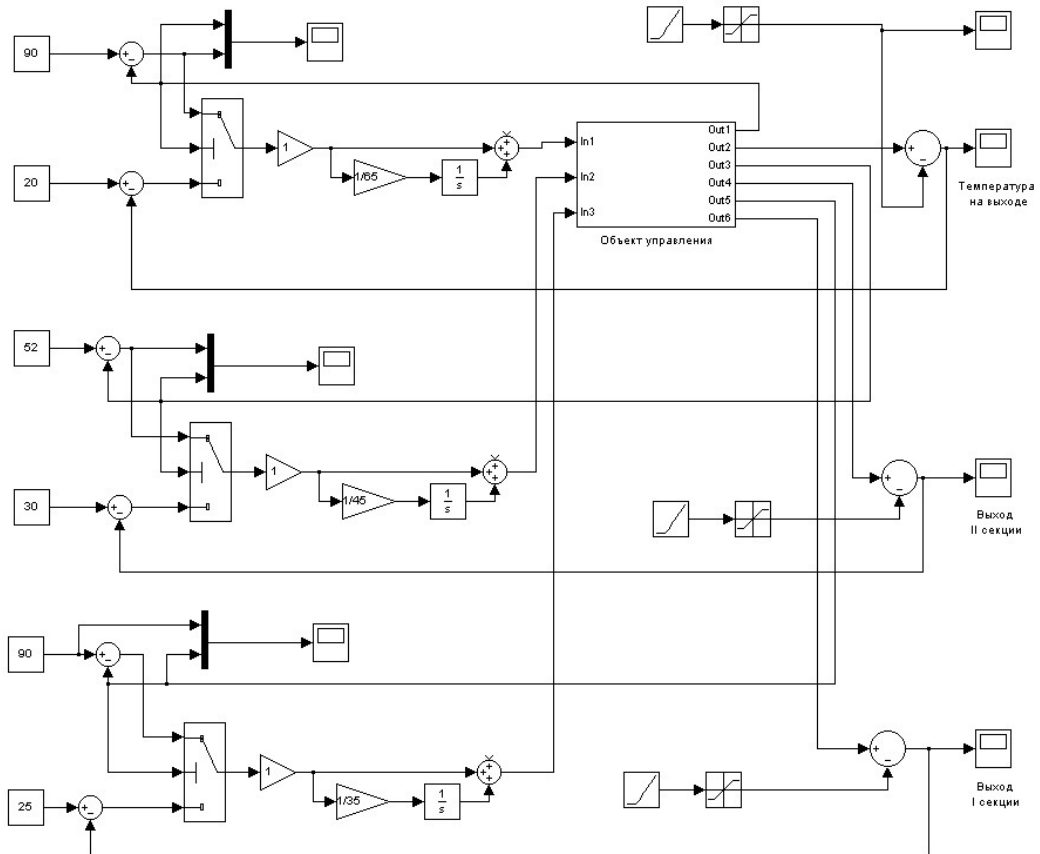


Рис. 7. САУ температуры, реализованная в приложении Simulink пакета Matlab

С помощью модели был проведен ряд численных экспериментов по отработке ПИ-регулятором различных возмущений, которые могут возникнуть в системе. Аппроксимация транспортного запаздывания производилась разложением в ряд Паде второго порядка. Результаты моделирования системы показали, что при соответствующем подборе параметров регулятора для исследуемой технологической установки обеспечивается устойчивость системы регулирования. Переходный процесс носит затухающий колебательный характер с максимальным отклонением регулируемого параметра не более 5%.

Исследуемая система управления имеет три независимых канала регулирования по числу индукционных нагревателей в линии. Каждый канал регулирования имеет ПИ-регулятор, который обеспечивает стабилизацию температуры жидкости на выходе из нагревателя при действии возмущений, обусловленных изменением скорости потока жидкости, начальной температуры на входе в нагрева-

тель, физических характеристик жидкости (удельной теплоемкости, теплопроводности, плотности и др.).

В процессе отработки управляющего сигнала (при выходе на установившийся режим работы, при изменении производительности установки) температура трубы может превысить максимально допустимое значение, приводящее к недопустимому перегреву прилегающего к стенке трубы слоя нефти. Для ограничения температуры стенки трубы в процессе выхода на установившийся режим на предельно допустимом уровне в систему управления введен второй контур регулирования по температуре стенки трубы, который работает только в случае выхода температуры стенки трубы на ограничение. Переключение системы с одного контура на другой осуществляется автоматически с помощью компаратора, на вход которого подаются два сигнала – один задает предельно допустимую температуру трубы, второй контролирует фактическую температуру трубы.

При превышении температурой стенки трубы заданного значения сигнал с выхода компаратора инициирует переключение системы регулирования на работу в режиме стабилизации температуры стенки трубы. Распределение температурного поля в зависимости от функции распределения внутренних теплоисточников рассчитывается с помощью инструментария Matlab для решения дифференциальных уравнений в частных производных – PDE Toolbox (Partial Differential Equation Toolbox).

### **Заключение**

Анализ температурного распределения в потоке нагреваемой жидкости показывает, что вследствие низкой теплопроводности ее нагрев характеризуется большим перепадом температур по сечению потока. Наличие жестких ограничений на температурный режим при нагреве нефти и вязких нефтепродуктов в процессе перекачки обуславливает необходимость применения протяженных нагревателей значительной длины для достижения требуемой средней температуры жидкости. Реализация нагревателей такой протяженности возможна только в виде многосекционных нагревательных систем. Полученные расчеты температуры и поля скоростей в потоке вязкой жидкости показали, что вследствие высокой вязкости и низкой теплопроводности нефти при строгом ограничении на температуру теплоносителя глубина прогрева потока жидкости незначительна. Существенная неравномерность температурного распределения по сечению потока не позволяет оценивать температурный режим по контролю в одной точке. Предложена оценка средней по сечению температуры жидкости на основании аппроксимации экспериментально полученной функции распределения температуры жидкости по сечению в виде кусочно-линейной зависимости. На основании численных экспериментов по переходной функции объекта получены передаточные функции системы «индуктор – металл – жидкость» для фиксированных координат по сечению потока жидкости. Передаточная функция объекта по каналу «мощность внутренних источников тепла – температура жидкости» представлена в виде комбинации параллельно соединенных аperiodических звеньев и звеньев запаздывания. Реализована структура замкнутой системы автоматического регулирования средней по сечению потока жидкости температуры. Анализ качественных показателей работы разработанной системы регулирования при отработке возмущающих воздействий по различным каналам воздействий показал удовлетворительное качество работы системы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Промышленный обогрев протяженных трубопроводов с помощью СКИН-систем / Электротехнический портал рынка России [Электронный ресурс]. www.elec.ru (дата обращения: 10.10.2014).
2. *Струтинский М.Л., Хренков Н.Н., Кувалдин А.Б.* Проектирование и эксплуатация систем электрического обогрева в нефтегазовой отрасли. М.: Инфра-Инженерия, 2015. 272 с.
3. *Wacker B., Karneileopardus D., Trautmann B., Helget A., Torlak M.* Electromagnetic Heating for In- Situ Production of Heavy Oil and Bitumen Reservoirs. SPE-148932, 2011.
4. Специальные системы и технологии [Электронный ресурс]. www.sst.ru (дата обращения: 01.05.2018).
5. *Jaber Taheri – Shakib, Ali Shekarifard, Hassan Naderi.* Experimental investigation of comparing electromagnetic and conventional heating effects on the unconventional oil (heavy oil) properties // Based on heating time and upgrading. V. 228. 2018. Pp. 243–253.
6. *Конесев С.Г., Хлютин П.А.* Экологические нагревательные системы для объектов транспорта и хранения нефти // Безопасность жизнедеятельности. 2012. № 7. С. 35–42.
7. *Шишкин Н.Д.* Применение индукционного подогрева нефти при ее транспортировке от месторождений на Северном Каспии // Вестник АГТУ. 2011. № 3. С. 52–56.
8. *Трофименко К.В., Шишкин Н.Д.* Разработка конструкции и оценка параметров индукционного подогревателя нефти и нефтепродуктов // Вестник АГТУ. 2012. № 1 (53). С. 78–83.
9. *Данилушкин А.И., Кривошеев В.Е., Васильев И.В.* Многосекционная установка косвенного индукционного нагрева жидкости // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2018. № 1 (57). С. 92–101.
10. *Чекалкин А.Л., Гурьянов Д.С.* Повышение надежности работы пункта подогрева нефти НПС «Чикшино» // Наука и технологии трубопроводного транспорта нефти и нефтепродуктов. 2011. № 2. С. 80–83.
11. EHR Funds Innovative Technology Improvement Product Development Program for Heavy Oil Production in Saskatchewan, Canada // EHR Enhanced Hydrocarbon Recovery Inc. [Электронный ресурс]. <http://www.hydrocarbonrecovery.com/EHR/News%20PDF's/07-20-12%20EHR%20sponsors%20new%20heavy%20oil%20technology%20research.pdf> (дата обращения: 01.10.2017).
12. *Базаров А.А.* Система индукционного нагрева движущейся жидкости // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2005. № 37. С. 12–17.
13. *Базаров А.А., Данилушкин А.И., Данилушкин В.А., Васильев И.В.* Моделирование электромагнитных процессов в многослойной трехфазной индукционной цилиндрической системе // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2017. № 3 (55). С. 50–60.
14. *Гусева М.А., Данилушкин И.А.* Построение численно-аналитических моделей теплообменник аппаратов // Проблемы управления, передачи и обработки информации: Тр. междунауч. конф. Саратов: Саратов. гос. техн. ун-т, 2009. С. 168–170.
15. *Гусева М.А.* Синтез системы модального управления многосекционным индукционным нагревателем нефти // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2011. № 4(32). С. 150–157.
16. *Немков В.С., Демидович В.Б.* Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 280 с.
17. *Базаров А.А., Данилушкин А.И., Данилушкин В.А.* Комплексное моделирование и управление процессом непрерывного индукционного нагрева ферромагнитных заготовок // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2016. № 2 (50). С. 128–139.
18. ELCUT. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Руководство пользователя. Версия 5.9. СПб.: Производственный кооператив TOP, 2009.

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2022 г.

# AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF MODULAR INDUCTION COMPLEX FOR HEATING VISCOUS LIQUID

*A.I. Danilushkin, V.A. Danilushkin*\*

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: aidanilushkin@mail.ru

**Abstract.** *The article deals with the controlling problem for the indirect induction heating process of viscous non-conductive liquids during their transportation through a pipeline system. Complex nonlinear processes occurring in the system «induction heater – metal pipe wall – fluid flow» characterize the plant. Due to the complexity of the process and the impossibility of obtaining transfer functions in an analytical form, we use transition functions obtained by calculation using a numerical model to evaluate the dynamic properties of the plant. The significant technological restrictions imposed on the process parameters complicate the effective control system implementing. These restrictions include, first of all, the restriction on the maximum temperature of the liquid boundary layer in contact with the heat transfer surface of the pipe. The technological requirements implementation is only possible in a multi-section heater with autonomous power sources. Significant non-uniform temperature of the fluid flow due to low thermal conductivity makes necessary distributed temperature measurement to estimate the mean temperature in the controlled flow cross section. The study of the dynamic properties of the heater is carried out with relation to the liquid temperature at certain fixed points of the flow cross section at the outlet of each heater section. It is noted that an adequate assessment of the mean flow temperature over the cross section, it is sufficient to have four control points for which the parameters of the transfer functions are determined. To calculate the mean temperature over the flow cross section, the experimentally obtained dependence is approximated by a piecewise linear function consisting of straight-line segments with ends at the temperature measurement points. The paper presents a structure model of the plant consisting of three heating sections. The block diagram of each section of the plant is a set of elementary links – aperiodic and delay links. To study the dynamic properties of an automatic control system for a multi-section heater, a dynamic model of the system was used implemented using the programming and numeric computing platform MATLAB® and environment for modeling dynamic nonlinear systems - Simulink®.*

**Keywords:** *induction heating, pipeline transport, mathematical model, transfer function, block diagram, control.*

## REFERENCES

1. Industrial heating of long pipelines using SKIN systems / Electrotechnical portal of the Russian market [Electronic resource]. www.elec.ru (date of access: 10.10.2014).
2. *Strupinsky M.L., Khrenkov N.N., Kuvaldin A.B.* Design and operation of electric heating systems in the oil and gas industry. M.: Infra-Engineering, 2015. 272 p.
3. *Wacker B., Karmeileopardus D., Trautmann B., Helget A., Torlak M.* Electromagnetic Heating for In- Situ Production of Heavy Oil and Bitumen Reservoirs, SPE-148932, 2011.
4. Special systems and technologies [Electronic resource]. www.sst.ru (accessed 01.05.2018).

---

\* *Aleksandr I. Danilushkin (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.  
Vasilij A. Danilushkin (PhD (Techn.)), Associate Professor.*

5. *Jaber Taheri – Shakib, Ali Shekarifard, HassanNaderi.* Experimental investigation of comparing electromagnetic and conventional heating effects on the unconventional oil (heavy oil) properties // Based on heating time and upgrading. V. 228, 2018. Pp. 243–253.
6. *Konesev S.G., Khlyupin P.A.* Ecological heating systems for oil transport and storage facilities // Life Safety. 2012. № 7. Pp. 35–42.
7. *Shishkin N.D.* The use of induction heating of oil during its transportation from fields in the Northern Caspian // Vestnik ASTU. 2011. № 3. Pp. 52–56.
8. *Trofimenko K.V., Shishkin N.D.* Development of the design and evaluation of the parameters of the induction heater for oil and oil products // Vestnik ASTU. 2012. № 1(53). Pp. 78–83.
9. *Danilushkin A.I., Krivosheev V.E., Vasiliev I.V.* Multisectional installation of indirect induction heating of liquid // Vestnik SamGTU. Series: Technicheskie Nauki, 2018. № 1(57). Pp. 92–101.
10. *Chekalkin A.L., Guryanov D.S.* Increasing the reliability of the operation of the oil heating station of the NPS "Chikshino" // Science and technology of pipeline transportation of oil and oil products, 2011. № 2. Pp. 80–83.
11. EHR Funds Innovative Technology Improvement Product Development Program for Heavy Oil Production in Saskatchewan, Canada // EHR Enhanced Hydrocarbon Recovery Inc. <http://www.hydrocarbonrecovery.com/EHR/News%20PDF's/07–20–12%20EHR%20sponsors%20new%20heavy%20oil%20technology%20research.pdf>
12. *Bazarov A.A.* The system of induction heating of a moving fluid // Vestnik SamGTU. Series: Technicheskie Nauki. 2005. № 37. Pp. 12–17.
13. *Bazarov A.A., Danilushkin A.I., Danilushkin V.A., Vasiliev I.V.* Modeling of electromagnetic processes in a multilayer three-phase cylindrical induction system // Vestnik SamGTU. Series: Technicheskie Nauki. 2017. № 3(55). Pp. 50–60.
14. *Guseva M.A., Danilushkin I.A.* Construction of numerical-analytical models of heat exchanger apparatus // Problems of control, transmission and processing of information. Tr. international, scientific conf. Saratov: Sarat. state tech. un-t, 2009. Pp. 168–170.
15. *Guseva M.A.* Synthesis of a modal control system for a multi-section induction oil heater // Vestnik SamGTU. Series: Technicheskie Nauki. 2011. № 4(32). Pp. 150–157.
16. *Nemkov V.S., Demidovich V.B.* Theory and calculation of induction heating devices. L.: Energoatomizdat, 1988. 280 p.
17. *Bazarov A.A., Danilushkin A.I., Danilushkin V.A.* Complex modeling and control of the process of continuous induction heating of ferromagnetic blanks // Vestnik SamGTU. Series: Technicheskie Nauki. 2016. № 2(50). Pp. 128–139.
18. ELCUT. Modeling of two-dimensional fields by the finite element method. User's manual. Version 5.9. St. Petersburg: Production cooperative TOR, 2009.

УДК 621.785, 669.1, 519.6.

## ПРОБЛЕМНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ПОВЕРХНОСТНОЙ ИНДУКЦИОННОЙ ЗАКАЛКИ

*А.В. Павлушин*\*

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: alex1995i79@gmail.com

**Аннотация.** Представлена нелинейная двумерная численная модель температурных полей и полей термических напряжений в процессе поверхностной индукционной закалки стальной заготовки сложной геометрической формы. Проблемно-ориентированная модель разработана в ППП ANSYS Mechanical APDL для интеграции в процедуры численного решения задач оптимального проектирования индуктора и управления стадиями нагрева и охлаждения. Описаны этапы моделирования: задание свойств материалов, построение геометрии и наложение КЭ-сетки, задание краевых условий и настройка алгоритма расчета модели. Для моделирования стадии нагрева решаются взаимосвязанные электромагнитная, тепловая и упругопластическая задачи, в результате чего определяются пространственно-временные распределения электромагнитных источников тепла, температурных полей и полей термических напряжений по объему заготовки. Модель стадии нагрева ориентирована на дальнейшее использование в численной процедуре параметрической оптимизации конструктивных и режимных параметров индукционной установки с целью получения максимально возможной равномерности температурного распределения, от которой существенно зависит качество микроструктуры закаливаемого слоя. Для моделирования стадии охлаждения решаются тепловая и упругопластическая задачи, в результате чего определяются пространственно-временные распределения полей температуры и термонапряжений по объему заготовки. В качестве охлаждающей (закалочной) среды используется водяной душ, применяемый после индукционного нагрева при поверхностной закалке для формирования мартенситной микроструктуры. Расчет стадии охлаждения выполняется при использовании эквивалентного коэффициента поверхностной теплоотдачи, зависящего от температуры, что значительно упрощает процесс моделирования. Модель стадии охлаждения может быть интегрирована в численную процедуру решения задачи оптимального управления спреерным устройством, которое позволяет контролировать закалку путем регулировки интенсивности подачи воды.

**Ключевые слова:** численное моделирование, индукционный нагрев, интенсивное охлаждение, поверхностная закалка, температурное поле, термические напряжения, ANSYS.

---

\* Алексей Владимирович Павлушин, инженер НИС кафедры «Автоматика и управление в технических системах», аспирант.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ в рамках государственного задания № 0778-2020-0005.

## Введение

Использование современных технологий поверхностной индукционной закалки позволяет упрочнять детали различной геометрической формы. Благодаря высокой скорости протекания процесса и концентрации внутренних источников тепла в поверхностном слое этот метод обладает высоким энергосберегающим потенциалом по сравнению с конкурентоспособными термохимическими технологиями.

Однако формирование равномерного распределения температурных полей и полей термических напряжений в процессе поверхностной индукционной закалки деталей сложной геометрической формы с угловыми зонами представляет собой сложную и до сих пор не решенную задачу. Исследование технологического процесса поверхностной индукционной закалки, которое условно может быть разделено на стадии нагрева и охлаждения, удобно провести на основе численной конечно-элементной модели, разработанной в наиболее универсальном мультифизическом ППП *ANSYS*. Подробное описание процессов, происходящих при индукционном нагреве, представлено в статьях [1, 2].

В данной статье основное внимание уделяется анализу физических процессов, происходящих при поверхностной закалке с применением высокоинтенсивного способа охлаждения детали. Такой способ позволяет охлаждать заготовки со скоростью не ниже критической  $V_{кр}$ , чтобы предотвратить перлитное превращение и сформировать мартенситную микроструктуру металла. Процесс охлаждения представляет собой интенсивное распыление воды на поверхность заготовки при помощи управляемых разбрызгивающих устройств. Возможность управления позволяет установить один из специальных режимов контроля охлаждения путем регулировки интенсивности подачи воды. По сравнению с растворами полимеров охлаждение распылением водяной струи демонстрирует повышенную экологическую безопасность, поскольку можно отказаться от добавок и других химикатов [3].

Основной целью исследования является моделирование и анализ распределений температуры и термических напряжений при поверхностной закалке заготовок *L*-образной формы в ППП *ANSYS Mechanical APDL*. Модель стадии нагрева ориентирована на дальнейшее использование в численной процедуре параметрической оптимизации конструктивных и режимных параметров индукционной установки с целью получения максимально возможной равномерности температурного распределения, от которой существенно зависит качество микроструктуры закаливаемого слоя. Модель стадии охлаждения может быть интегрирована в численную процедуру решения задачи оптимального управления спреерным устройством, которое позволяет контролировать закалку путем регулировки интенсивности подачи воды.

## Моделирование стадии индукционного нагрева

Для исследования процессов индукционного нагрева под поверхностную закалку была разработана двумерная численная осесимметричная модель системы «индуктор – заготовка», включающая взаимосвязанный расчет электромагнитной, тепловой и упругопластической задач в ППП *ANSYS Mechanical APDL* [4, 5]. Общий вид алгоритма моделирования представлен на рис. 1.

Решение вышеописанных взаимосвязанных задач реализовано при использовании специальных типов конечных элементов для двумерного расчета из библиотеки *ANSYS Mechanical APDL: PLANE13, PLANE55, и PLANE182(42)* соответ-

ственно. В качестве исходных данных задаются свойства материалов в виде табличных нелинейных зависимостей: для электромагнитного анализа – магнитная проницаемость и удельное сопротивление; для теплового анализа – удельная теплоемкость, коэффициент линейного температурного расширения, коэффициент теплопроводности; для прочностного анализа – модуль Юнга, коэффициент Пуассона и билинейная модель пластичности [6, 7]. Затем задается геометрия заготовки сложной формы, типовой квадратной формы витков индуктора, окружающего воздушного пространства, присваиваются свойства отдельным областям и накладывается конечно-элементная сетка. На рис. 2, а представлено схематичное осесимметричное изображение геометрии стальной заготовки сложной геометрической формы, на котором штриховыми линиями указана область поверхностного закаливаемого слоя. На рис. 2, б изображена геометрия системы «индуктор – заготовка» в *ANSYS Mechanical APDL* с наложенной конечно-элементной сеткой.



Рис. 1. Алгоритм моделирования стадии индукционного нагрева

На следующем этапе производится настройка опций решателя, задаются начальные и граничные условия. Для исследования технологического процесса индукционной закалки выбраны 18 точек, расположенных в закаливаемом слое: 3 точки – вдоль оси симметрии, 8 точек – на границе закаливаемого слоя, 7 точек – на поверхности заготовки. На рис. 3, а и 3, б слева представлены трехмерные изображения заготовки с указанием расположения выбранных точек. Соответствующие результаты расчета температур в указанных точках представлены на рис. 3, а и 3, б справа.

Анализ скоростного нагрева выявил, что квадратная форма витков не позволяет достичь требуемой температуры  $T^*$  в области точек  $T4$  и  $T12$  и сформировать однородную аустенитную микроструктуру под закалку. При этом область расположения точек  $T5$  и  $T13$  перегревается на протяжении всего процесса. Решение демонстрирует очень быстрый нагрев точки  $T5$  до температуры свыше  $1100\text{ }^\circ\text{C}$  (приблизительно за 2 секунды), при этом температура в точке  $T4$  за то же время достигает только  $500\text{ }^\circ\text{C}$ , за счет чего образуется недопустимый температурный градиент. На рис. 3, в представлено конечное температурное распределение вдоль границы закаливаемого слоя. Перепад температур составил приблизительно  $440\text{ }^\circ\text{C}$ .



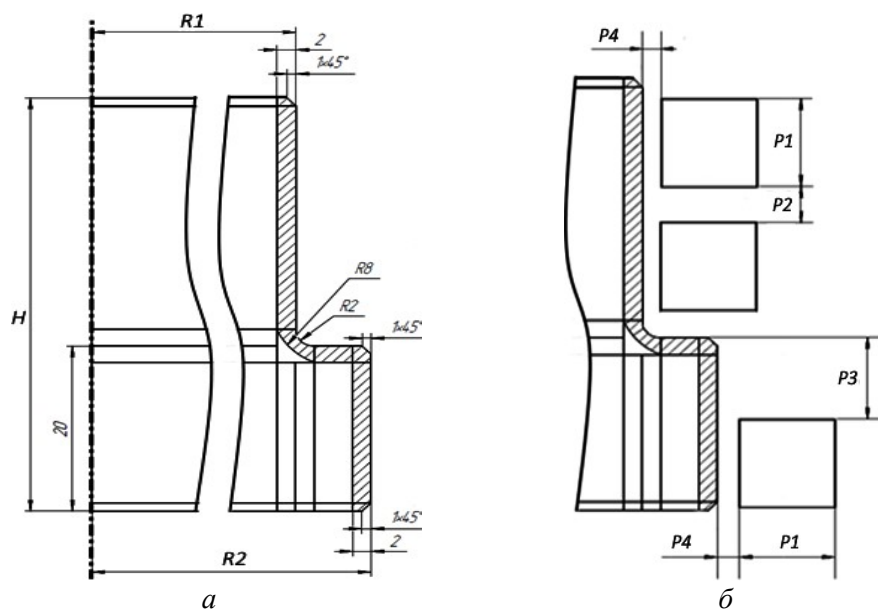


Рис. 2. Двумерная осесимметричная модель системы «индукционный нагреватель – стальная заготовка»: *a* – общий вид геометрии заготовки; *б* – параметры геометрии витков индуктора; *в* – наложенная конечно-элементная сетка в ППП *ANSYS Mechanical APDL*

Исходные данные для моделирования стадии нагрева представлены в табл. 1.

Одним из способов устранения описанных недопустимых неравномерностей температурного распределения является решение задачи оптимального проектирования витка индуктора сложной геометрической формы, частично повторяющей контуры заготовки в угловой зоне [8]. В связи с тем, что в обрабатываемом слое наблюдаются локальные перегревы, при постановке задачи необходимо учесть фазовые ограничения на максимально допустимые значения температуры

поверхности  $T_{\text{доп}}$ . Решение соответствующей задачи оптимального проектирования индукционной заготовки представлено в работах [1, 2, 9, 15–17].

Таблица 1

**Исходные данные для моделирования стадии нагрева**

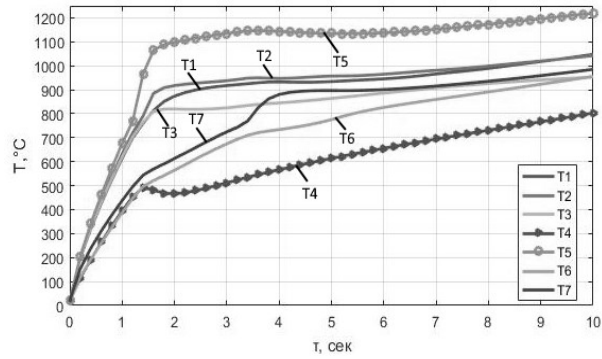
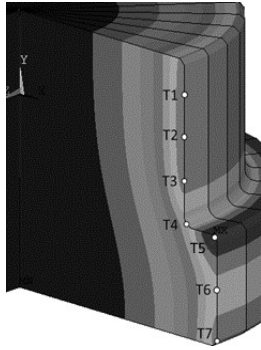
№	Наименование параметра	Значение
1	Начальная температура заготовки $T_a$ , °С	20
2	Длительность стадии индукционного нагрева $\tau^{\text{нагр}}$ , сек	10
3	Требуемая температура нагрева вдоль границы закаливаемого слоя $T^*$ , °С	900
4	Высота заготовки $H$ , мм	50
5	Длина границы закаливаемого слоя стальной заготовки $L$ , мм	55.8
6	Радиус заготовки $R1$ , мм	40
7	Радиус заготовки $R2$ , мм	48
8	Глубина поверхностного закаливаемого слоя $C$ , мм	1,4–2
9	Типовая углеродистая сталь (марка)	40
10	Сторона витка $P1$ , мм	12
11	Расстояние от витков до заготовки $P4$ , мм	2
12	Расстояние между витками № 1 и № 2 $P2$ , мм	2
13	Расстояние между горизонтальной поверхностью выступа и витком № 3 $P3$ , мм	8,17
14	Сила тока витка № 1, 3 $I_1$ , А	1432
15	Сила тока витка № 2 $I_2$ , А	1832
16	Частота тока источника питания $f$ , кГц	50
17	Шаг расчета модели $n$ , сек	0,2

При исследовании стадии индукционного нагрева необходимо проанализировать эквивалентные напряжения, для расчета которых применяется критерий наибольшей удельной потенциальной энергии формоизменения. Данный критерий Губера – Мизеса хорошо согласуется с экспериментальными данными, полученными для изотропных материалов. Функционал ANSYS позволяет моделировать напряжения на основе теории малых упругопластических деформаций при помощи билинейной модели пластичности (*BKIN*) с изотропным упрочнением и не зависящими от температуры параметрами [10, 14]. Результаты расчета эквивалентных напряжений по Мизесу в процессе индукционного нагрева представлены на рис. 4.

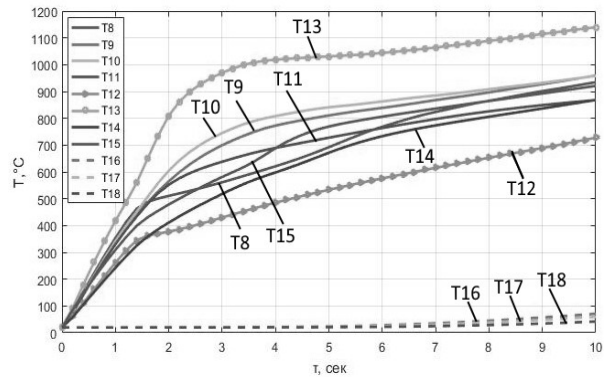
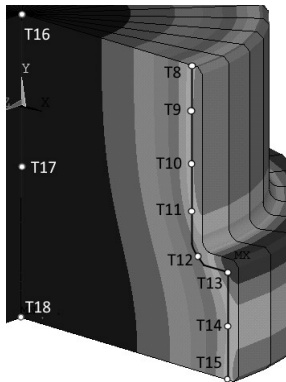
В начале индукционного нагрева наибольшие значения растягивающих напряжений наблюдаются на поверхностном закаливаемом слое заготовки в точках  $\sigma 1$ – $\sigma 6$ , которые со временем начинают уменьшаться. Напротив, напряжения центра в точке  $\sigma 7$  становятся сжимающими и со временем увеличиваются до значений, сопоставимых с теми, что были на поверхностном слое в начале нагрева.

Для более подробного исследования необходимо рассмотреть осевые компоненты напряжений. На рис. 6 выделены две точки (т.  $\sigma 3$  и т.  $\sigma 7$ ), в которых проявились наибольшие значения термических напряжений, приближающиеся к пределу текучести материала, который составляет не менее 335 МПа по ГОСТ 1050–2013 для стали 40. В точке  $\sigma 3$ , находящейся в угловой области на поверхности заготовки, наибольшие термические напряжения наблюдаются в начале процесса нагрева, а в расположенной в центре точке  $\sigma 7$  – к концу процесса. Приближение значений к пределу текучести подтверждает необходимость учета

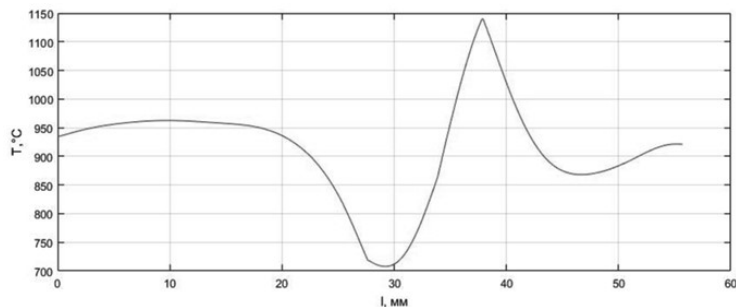
технологических ограничений на термонапряжения при решении задачи оптимального проектирования и управления процессами индукционного нагрева. Максимальное значение термонапряжений в ходе всего процесса не превышает предела прочности для стали 40, который составляет не менее 570 МПа. Итоговый вектор суммы компонент ХУ деформаций геометрии заготовки составил около 0,4 мм, что составляет 1 % радиуса  $R1 = 40$  мм и 0,83 % радиуса  $R2 = 48$  мм.



*a*



*б*



*в*

Рис. 3. Температуры закаливаемого слоя: *a* – зависимость изменения температур от времени на поверхности заготовки; *б* – зависимость изменения температур от времени вдоль границы закаливаемого слоя и центре заготовки; *в* – распределение вдоль границы в конце стадии индукционного нагрева

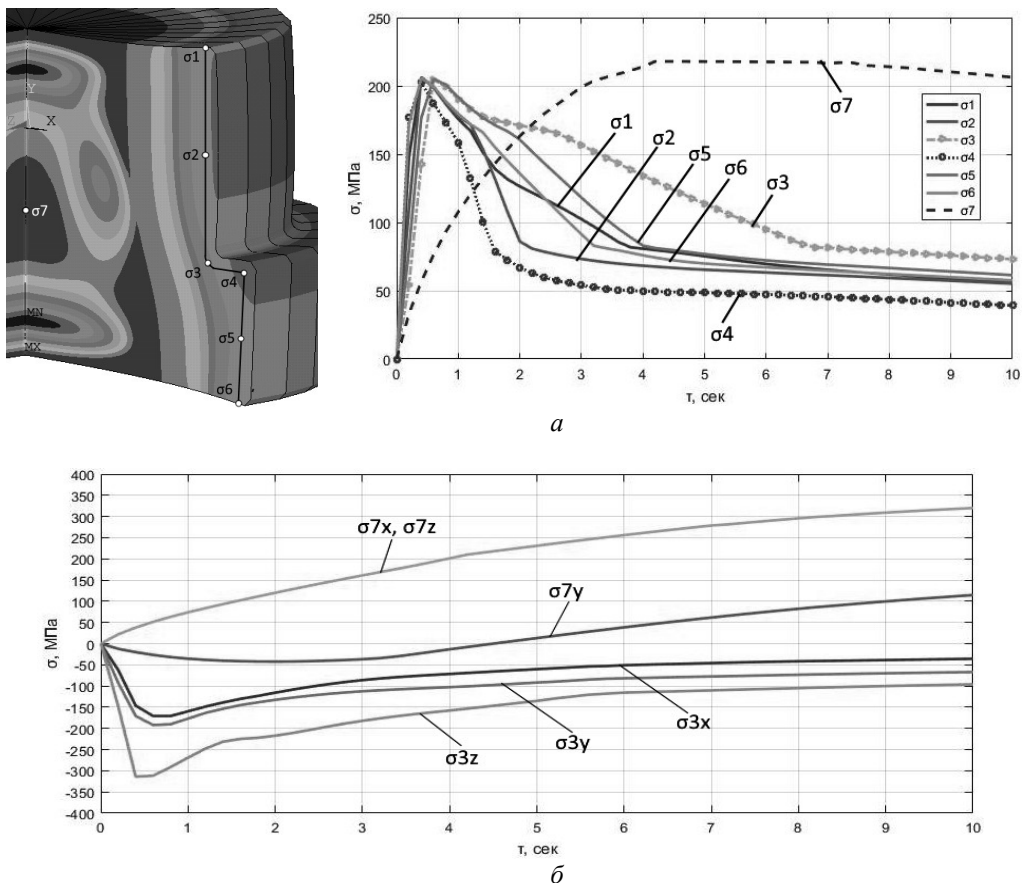


Рис. 4. Термические напряжения в процессе нагрева: *a* – эквивалентные напряжения по Мизесу; *б* – компоненты напряжений по сечению заготовки в точках  $\sigma_3$  и  $\sigma_7$

### Моделирование стадии охлаждения

Одна из главных целей поверхностной закалки – формирование мартенситной микроструктуры, которая достигается высокой скоростью охлаждения детали. Для этого после поверхностного индукционного нагрева заготовок переходят к следующей стадии – высокоскоростному охлаждению закалочной средой, например водяным душем. При таком способе подачи охлаждающей воды теплообмен с окружающей средой происходит значительно интенсивнее благодаря разрушению паровой пленки из-за кинетической энергии струй и большой скорости перемещения воды относительно охлаждаемой поверхности. Интенсивность охлаждения может изменяться в широких пределах за счет изменения количества смеси и ее скорости истечения из разбрызгивающего устройства. Однако у такого способа охлаждения есть очевидный недостаток – необходимость периодической очистки отверстий форсунок, поэтому вода должна быть достаточно чистой, т. к. окалина и другие механические примеси могут очень быстро засорить отверстия [11, 12].

Для исследования стадии охлаждения под поверхностную закалку в ППП *ANSYS Mechanical APDL* разработана двумерная численная осесимметричная мо-

дель системы «устройство подачи охлаждающей среды – заготовка», включающая взаимосвязанный расчет тепловой и упругопластической задач (рис. 5).

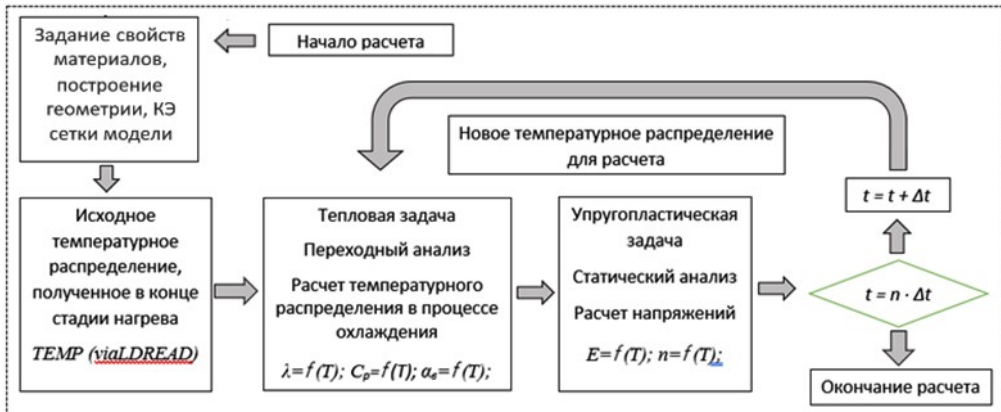


Рис. 5. Алгоритм моделирования стадии охлаждения

В работе рассматривается охлаждение путем распыления воды через разбрызгивающее устройство. Для моделирования процесса охлаждения используется эквивалентный поверхностный коэффициент теплоотдачи, который изменяется в зависимости от температуры поверхности заготовки и параметра расхода воды  $M$ ,  $\text{м}^3/(\text{с}\cdot\text{м}^2)$ , являющегося постоянной величиной, равной отношению количества охлаждающей жидкости ( $\text{м}^3/\text{сек}$ ) к площади закаливаемой заготовки ( $\text{м}^2$ ) [12]. Общий вид системы охлаждения и применяемая при моделировании зависимость эквивалентного коэффициента поверхностной теплоотдачи  $\alpha_{\text{экв}}$  от температуры поверхности охлаждения представлены на рис. 6.

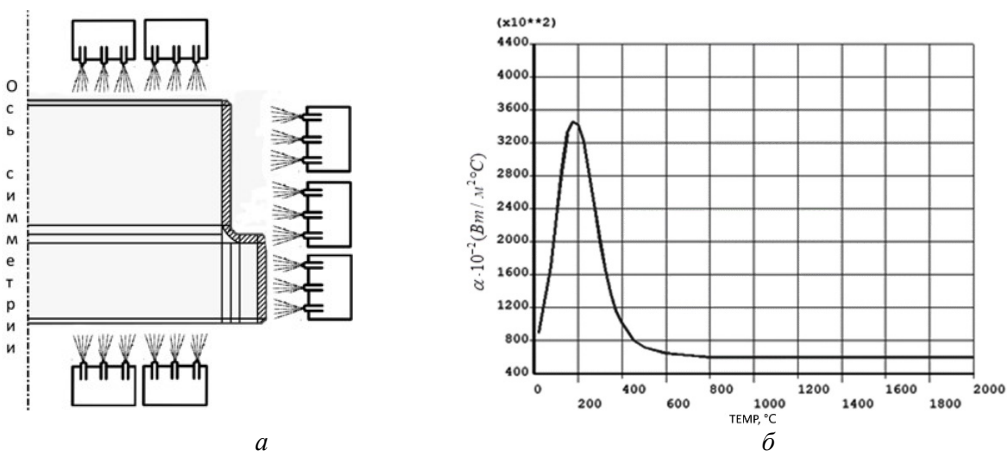


Рис. 6. Моделирование стадии охлаждения: *а* – схема спрейерной системы подачи охлаждающей среды на поверхность металла; *б* – расчетная зависимость коэффициентов теплоотдачи от температуры с поверхности заготовки при  $M = 1.2 \text{ м}^3/(\text{с}\cdot\text{м}^2)$

Исходные данные для моделирования стадии охлаждения представлены в табл. 2.

## Исходные данные для моделирования стадии охлаждения

№	Наименование параметра	Значение
1	Длительность стадии охлаждения $\tau^{\text{охл}}$ , сек	5
2	Шаг расчета модели $m$ , сек	0,05
3	Температура начала мартенситного превращения $T_M$ , °C	≈345
4	Критическая скорость охлаждения для стали 40, °C/сек	≈520

В процессе закалки скорость охлаждения заготовки не должна опускаться ниже критической  $V_{кр}$ , т. к. в интервале температур перлитного превращения (от точки A1 (724 °C) до температур минимальной устойчивости переохлажденного аустенита углеродистых и низколегированных сталей (500–550 °C)) закалочная среда должна обеспечить такую интенсивность охлаждения, при которой будет предотвращен перлитный распад аустенита и температура заготовки опустится ниже обозначенного интервала, в котором устойчивость аустенита возрастает и замедление охлаждения уже не опасно. В противном случае аустенит будет претерпевать перлитное превращение, что снизит качество закалки [11, 13]. В начале стадии охлаждения наибольший температурный перепад возникает между поверхностью и центром, особенно в области выступа. В ходе процесса наблюдается снижение температуры поверхностного слоя заготовки и прогрев центральной части заготовки путем теплопроводности (рис. 7).

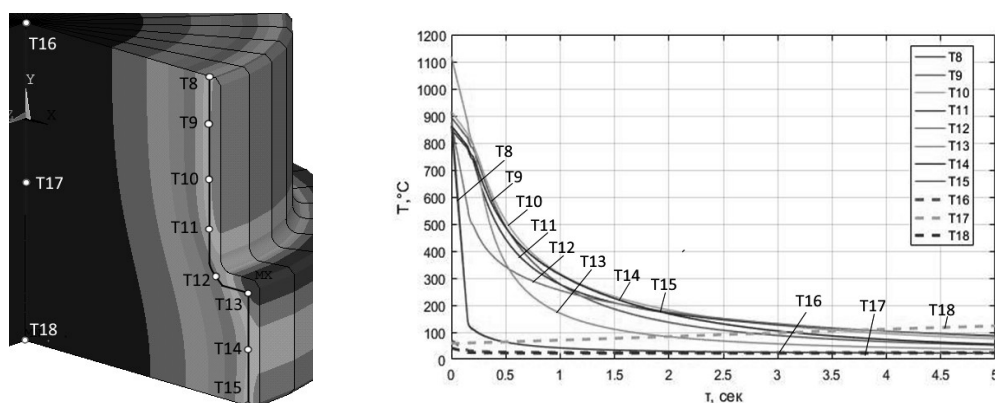


Рис. 7. Температуры в точках вдоль границы закаливаемого слоя и в центре заготовки в процессе охлаждения

Выбор интервала температур мартенситного превращения производится в зависимости от материала. В основном используются диапазоны от 350 до 100 °C или от 300 до 200 °C. В этих интервалах происходит окончательное превращение аустенита в мартенсит, которое сопровождается возникновением высоких внутренних напряжений и опасностью появления закалочных микротрещин [11].

Вследствие высокой пластичности стали деформации при высоких температурах оказываются упругопластическими и поверхностные слои растягиваются относительно центральных. Охлаждение поверхностных слоев приводит

к неодинаковому тепловому сжатию, а следовательно, к возникновению термических деформаций и напряжений. Поскольку охлаждаемое тело остается сплошным, то на поверхности в конце охлаждения наблюдаются сжимающие напряжения, а в центре – растягивающие. По окончании процесса охлаждения изначально возникшие временные напряжения затем формируют остаточные напряжения, имеющие противоположный знак [11, 13, 14]. На рис. 8 представлены результаты расчета термических напряжений в процессе быстрого охлаждения.

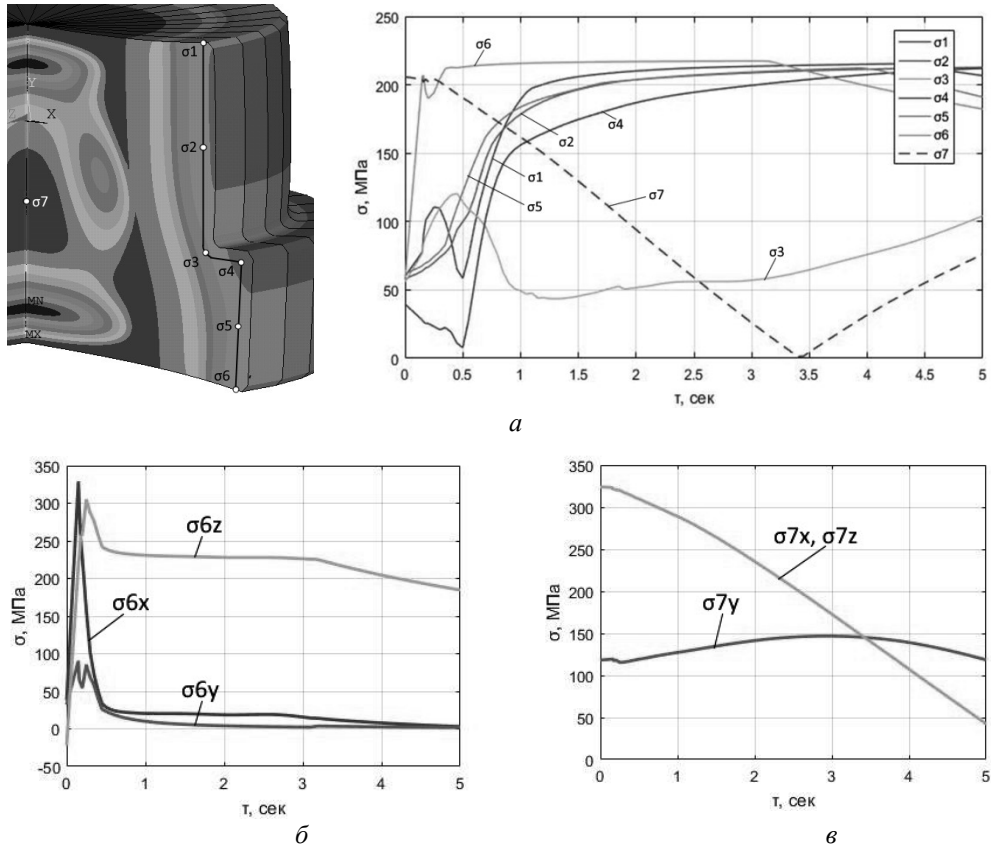


Рис. 8. Термические напряжения на стадии охлаждения: *а* – эквивалентные напряжения по Мизесу; *б* – компоненты напряжений в точке  $\sigma_6$  на поверхности; *в* – компоненты напряжений в точке  $\sigma_7$  в центре

Как показывает анализ результатов моделирования, в начале интенсивного охлаждения наибольшие значения термических напряжений образуются на поверхности заготовки, а затем их величина постепенно уменьшается. Со временем в центре заготовки на оси  $Y$  наблюдается повышение температуры от прогретой за счет теплопроводности поверхности и одновременное снижение напряжений, после чего все поверхности контакта охлаждаются до температуры воды и происходит перераспределение внутренних напряжений, что влияет на свойства конечного продукта.

Во избежание формирования чрезмерной хрупкости металла и для получения достаточной его твердости необходимо сформулировать и решить задачу поиска такого управления подачей воды спрейным устройством, которое создает оптимальные физические условия теплообмена с поверхностью заготовки,

позволяющие сформировать мартенситную микроструктуру металла с требуемыми свойствами.

### **Заключение**

Рассмотрена проблемно-ориентированная численная нелинейная модель технологического процесса поверхностной индукционной закалки стальной заготовки сложной геометрической формы с угловой зоной. Разработанные и реализованные в ППП ANSYS алгоритмы моделирования позволили получить пространственно-временные распределения внутренних электромагнитных источников тепла, температур и термонапряжений на стадиях нагрева заготовки в индукционном нагревателе и ее охлаждения с помощью водяного душа.

Анализ результатов моделирования позволил выявить области значений температур и термических напряжений, превышающих или приближающихся к предельно допустимым согласно технологическим требованиям. Показано, что представленная конфигурация индуктора с квадратной формой витков не позволяет одновременно прогреть угловую зону и не перегреть выступ, что подтверждает необходимость перехода к более сложной геометрической форме витка индуктора, находящегося в области выступа стальной заготовки *L*-образной геометрической формы.

Представленная модель стадии индукционного нагрева, позволяющая проанализировать влияние вариаций основных технологических параметров процесса индукционного нагрева на динамику изменения тепловых полей и полей термонапряжений, может быть интегрирована в численную процедуру оптимального проектирования сложной формы витков индуктора и оптимизации его режимных параметров, обеспечивающую требуемую равномерность температурного поля при отсутствии недопустимых перегревов.

Представленная модель стадии охлаждения может быть интегрирована в численную процедуру для поиска алгоритма управления спреерным устройством, который обеспечит оптимальную интенсивность подачи воды с целью получения максимального качества мартенситной микроструктуры металла в конце процесса закалки.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Pleshivtseva Y., Pavlushin A., Popov A.* Optimal Design of Inductor Coils for Surface Hardening // 2022 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). IEEE, 2022. Pp. 680–685.
2. *Павлушин А.В.* Оптимизация конструктивных и режимных параметров индукционной нагревательной установки для закалки // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2021. Т. 29. № 3 (71). С. 38–51.
3. *Арзамасов Б.Н. и др.* Материаловедение: Учебник для высших технических учебных заведений. М.: Машиностроение, 1986. 386 с.
4. Engineering Simulation & 3D Design Software | ANSYS [Электронный ресурс]. 2022. URL: <https://www.ansys.com/> (дата обращения: 30.05.2022).
5. *Rudnev V., Loveless D., Cook R.L.* Handbook of induction heating. CRC press, 2017.
6. *Сорокин В.Г. и др.* Марочник сталей и сплавов. М.: Машиностроение, 1989. Т. 640. С. 36.
7. *Драгунов Ю.Г.* Марочник сталей и сплавов. Под ред. А.С. Зубченко. 2016.
8. *Рапопорт Э.Я., Плишицева Ю.Э.* Оптимальное управление температурными режимами индукционного нагрева. М.: Наука, 2012.
9. *Pleshivtseva Y., Popov A., Pavlushin A.* Software Solution for Optimal Design of Inductor for Surface Hardening // 2021 3rd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA). IEEE, 2021. Pp. 646–649.



10. *Коршиков С.Е.* Моделирование полей упругих деформаций в процессе индукционного нагрева вращающихся заготовок // Информатика, телекоммуникации и управление. 2012. № 1 (140). С. 94–98.
11. *Башкин Ю.А., Ушаков Б.К., Секей А.Г.* Технология термической обработки стали: Учебник для студентов вузов. Металлургия, 1986.
12. *Dossett J., Totten G.E.* ASM Handbook, Volume 4A: Steel Heat Treating Fundamentals and Processes, ASM Intern. 2013.
13. Анализ диаграммы изотермического распада переохлажденного аустенита: метод. указания к практ. и лаб. работам по дисциплинам «Основы термической обработки», «Материаловедение» для студентов всех форм обучения по направлению подготовки 150400 «Металлургия» / Т.В. Нуждина, М.Н. Чезрова, Т.В. Комарова. Н. Новгород: НГТУ, 2014. 34 с.
14. *Pleshivtseva Y.E., Yakubovich E.A.* The influence of induction heating modes on thermal stresses within the billets // Advances in Automation, 2020. Proceedings of the International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2019, September 8-14, 2019, Sochi, Russia. Book Series: Lecture Notes in Electrical Engineering Editors: Prof. Andrey A. Radionov, Alexander S. Karandaev. Publisher: Springer International Publishing Print ISBN: 978-3-030-39224-6. Electronic ISBN: 978-3-030-39225-3. Part of: Springer Professional Wirtschaft+Technik", Springer Professional "Technik".
15. *Плешивцева Ю.Э., Попов А.В., Попова М.А., Деревянов М.Ю.* Оптимальное проектирование индуктора для поверхностной закалки цилиндрических заготовок на основе численной двумерной модели // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2019. № 1. С. 40–50.
16. *Pleshivtseva Y., Baldan M., Popov A., Nikanorov A., Rapoport E., Nacke B.* Effective methods for optimal design of induction coils on example of surface hardening, COMPEL // The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 2019, ISSN: 0332-1649, 39 (1). Pp. 90–99.
17. *Коршиков С.Е.* Оптимальное управление температурными режимами индукционного нагрева цилиндрических слитков с учетом технологических ограничений: дис. ... канд. техн. наук. Самара: Сам. гос. техн. ун-т, 2015. 157 с.

*Статья поступила в редакцию 28 марта 2022 г.*

# PROBLEM-ORIENTED MODEL OF THE TECHNOLOGICAL PROCESS OF SURFACE INDUCTION HARDENING

*A.V. Pavlushin* \*

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: alex1995i79@gmail.com

**Abstract.** *The paper presents a nonlinear two-dimensional numerical model of the temperature and thermal stress fields within a steel billet of complex geometric shape in the surface induction hardening process. The problem-oriented model developed in the ANSYS Mechanical APDL software package can be integrated into the optimization procedure for designing an induction coil and controlling the heating and cooling stages. The following steps of modeling are described: setting the properties of materials, the geometry building and overlaying the FE mesh, setting the boundary conditions, and setting up the model calculation algorithm. To simulate the heating stage, the interrelated electromagnetic, thermal, and elastic-plastic problems are solved, which results in obtaining the spatio-temporal distributions of electromagnetic heat sources, temperature fields, and thermal stress fields over the workpiece volume. The model of the heating stage is oriented for further use in the numerical procedure of parametric optimization of the design and operating parameters of the induction installation to obtain the highest possible uniformity of the temperature distribution, on which the quality of the microstructure of the hardened layer depends significantly. To simulate the cooling stage, thermal and elastic-plastic problems are solved, providing the spatial-temporal distributions of temperature fields and thermal stresses over the workpiece volume. As a cooling (quenching) medium, a water shower is used after induction heating to form a martensitic microstructure of the surface hardened layer. The simulation of the cooling stage is performed using the temperature-dependent equivalent surface heat transfer coefficient, which greatly simplifies the modeling process. The model of the cooling stage can be integrated into the numerical procedure for solving the problem of optimal control of the spraying device, which allows for improving the hardening quality by adjusting the intensity of the water supply.*

**Keywords:** *numerical simulation, induction heating stage, intensive cooling, surface hardening, temperature field, thermal stresses, ANSYS.*

## REFERENCES

1. *Pleshivtseva Y., Pavlushin A., Popov A.* Optimal Design of Inductor Coils for Surface Hardening // 2022 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – IEEE, 2022. Pp. 680–685.
2. *Pavlushin A.V.* Optimization of design and operating parameters of an induction heating installation for hardening // Bulletin of the Samara State Technical University. Series: Engineering sciences. 2021. V. 29. № 3(71). Pp. 38–51.
3. *Arzamasov B.N. et al.* Materials Science: A Textbook for Higher Technical Educational Institutions. M.: Mashinostroyeniye, 1986. 384 p.
4. Engineering Simulation & 3D Design Software ANSYS. 2022. URL: <https://www.ansys.com/blog/how-to-make-matlab-apps-for-ansys/> (30.05.2022).
5. *Rudnev V., Loveless D., Cook R.L.* Handbook of induction heating. CRC press, 2017.

---

\* *Aleksey V. Pavlushin, Postgraduate Student.*

*This work was carried out with financial support from the Ministry of Education and Science of the Russian Federation within the framework of state assignment № 0778-2020-0005.*

6. *Sorokin V.G. et al.* Grader of steels and alloys. M.: Mashinostroyeniye, 1989. V. 640. 36 p.
7. *Dragunov Yu.G.* Grader of steels and alloys. Edited by Zubchenko A.S. 2016.
8. *Rapoport E.Ya., Pleshivtseva Yu.E.* Optimal control of temperature modes of induction heating. M.: Nauka, 2012.
9. *Pleshivtseva Y., Popov A., Pavlushin A.* Software Solution for Optimal Design of Inductor for Surface Hardening // 2021 3rd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA). IEEE, 2021. Pp. 646–649.
10. *Korshikov S.E.* Modeling of fields of elastic deformations in the process of induction heating of rotating billets. Informatics, telecommunications and management. 2012. № 1(140). Pp. 94–98.
11. *Bashkin Yu.A., Ushakov B.K., Sekey A.G.* Technology of heat treatment of steel: Textbook for university students. M.: Metallurgy, 1986.
12. *Dossett J., Totten G.E.* ASM Handbook, Volume 4A: Steel Heat Treating Fundamentals and Processes, ASM Intern. 2013.
13. Analysis of the diagram of isothermal decomposition of supercooled austenite: method. instructions for practice and lab. works on the disciplines "Fundamentals of Heat Treatment", "Materials Science" for students of all forms of education in the direction of preparation 150400 "Metallurgy" / T.V. Nuzhdina, M.N. Cheerova, T.V. Komarova. N. Novgorod: NSTU, 2014. 34 p.
14. *Pleshivtseva Y.E., Yakubovich E.A.* The influence of induction heating modes on thermal stresses within the billets // Advances in Automation, 2020. Proceedings of the International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2019, September 8-14, 2019, Sochi, Russia. Book Series: Lecture Notes in Electrical Engineering Editors: Prof. Andrey A. Radionov, Alexander S. Karandaev Publisher: Springer International Publishing Print ISBN: 978-3-030-39224-6. Electronic ISBN: 978-3-030-39225-3. Part of: Springer Professional "Wirtschaft+Technik", Springer Professional "Technik".
15. *Pleshivtseva Yu.E., Popov A.V., Popova M.A., Derevyanov M.Yu.* Optimal design of an inductor for surface hardening of cylindrical blanks based on a numerical two-dimensional model // Bulletin of the Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Engineering and Informatics. 2019. № 1. Pp. 40–50.
16. *Pleshivtseva Y., Baldan M., Popov A., Nikanorov A., Rapoport E., Nacke B.* Effective methods for optimal design of induction coils on example of surface hardening, COMPEL. The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 2019, ISSN: 0332-1649, 39 (1). Pp. 90–99.
17. *Korshikov S.E.* Optimal control of temperature regimes of induction heating of cylindrical ingots taking into account technological limitations: dis. Sam. state tech. un-t, 2015. 157 p.

УДК 62-932.4

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА КОМПАУНДИРОВАНИЯ НЕФТЕПРОДУКТОВ

*Г.Н. Рогачев\**, *Ю.С. Труфанов\*\**

\*Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

\*\*ООО «ЛАБВЭА»  
Россия, 115093, г. Москва, ул. Люсиновская, 36, стр. 1

E-mail: grogachev@mail.ru; trufanov@list.ru

***Аннотация.** Процесс компаундирования, смешивания нескольких видов топлива для получения продуктов заданного качества позволяет получать бензин с требуемыми свойствами. Традиционно приготовление бензинов происходит в резервуарах. В качестве компонентов выступают высокооктановые присадки, компоненты бензина с технологических установок и компоненты из других резервуаров. Компаундирование является завершающим процессом приготовления бензинов, поэтому подготовка и проведение его определяют качество товарной продукции. Существующий способ компаундирования на производстве является многоступенчатой операцией, включающей определение количества смеси компонентов в резервуаре, подбор количества присадок, перемешивание всех компонентов и присадок, лабораторный анализ и выдачу паспорта качества на резервуар. Этот способ может быть оптимизирован за счет исключения ряда операций и осуществления расчета требуемого количества компонентов до их направления в резервуар. Задача компаундирования может быть сформулирована так: требуется в конкретном резервуаре с известным качеством и количеством остатка приготовить необходимое количество товарного бензина. Кроме того, в процессе разработки рецептуры товарного бензина и технологии его приготовления желательно наиболее полно использовать все имеющиеся бензиновые фракции при минимальном использовании самой дорогой части товарного бензина – присадок. Задача оптимизации компонентного состава товарных бензинов решается в работе методом линейного программирования и основывается на показателях качества имеющихся компонентов и задании заводу по выпуску отдельных марок бензинов. Приведены примеры определения наиболее целесообразного и экономически выгодного соотношения компонентов для некоторых партий бензина. Сформулирована и решена задача выбора конкретного резервуара, в котором при текущих ограничениях можно приготовить продукт требуемого качества при минимальном потреблении присадки. Сделан вывод, что для прозрачности и точности учета осуществление конкретных производственных операций приготовления товарных бензинов необходимо производить по методике пооперационного учета. Рекомендовано применение методики пооперационного учета при компаундировании товарных нефтепродуктов, что позволяет значительно повысить качество производственного учета.*

---

\* Геннадий Николаевич Рогачев, доктор технических наук, профессор кафедры «Автоматика и управление в технических системах».

\*\* Юрий Сергеевич Труфанов, ведущий консультант.

***Ключевые слова:** компаундирование, компоненты, присадки, оптимизация, линейное программирование, пооперационный учет.*

## **Введение**

Компаундирование является рациональным способом приготовления товарных бензинов [1], так как позволяет наиболее полно использовать свойства бензиновых фракций различных процессов переработки нефти и получать продукцию, отвечающую всем требованиям.

В настоящее время распространены два подхода к приготовлению товарных нефтепродуктов: с использованием станций смешения и резервуарный метод. На современных нефтеперерабатывающих заводах (НПЗ) используются специализированные станции смешения товарных бензинов, которые готовят бензины в потоке. Станции смешения, хотя и обеспечивают технологичный способ компаундирования, требуют существенных затрат на проектирование, закупку оборудования и техническое обслуживание. Хотя строительство таких установок является перспективным направлением автоматизации процессов по приготовлению товарных бензинов, подобные станции на настоящий момент имеются далеко не на всех российских НПЗ. В этом случае приготовление бензинов происходит в резервуарах товарно-сырьевых парков (ТСП) [2–7]. Приготовление товарных нефтепродуктов в резервуарах не требует затрат на переоснащение и позволяет добиться требуемых качественных показателей получаемых товарных продуктов в полном ассортименте выпускаемой продукции.

## **Технология компаундирования**

Поскольку компаундирование является завершающим процессом приготовления бензинов, его подготовка и проведение обуславливают качество товарной продукции, соответствие требованиям стандартов. Прежде чем приступить к компаундированию, разрабатывают рецептуру товарного бензина и технологию его приготовления. Рецептура товарного бензина основывается на показателях качества имеющихся компонентов и задании заводу по выпуску отдельных марок бензинов. Существующий метод компаундирования на производстве предусматривает следующую последовательность операций:

- направление в резервуар с остатком от предыдущей операции потоков компонентов с технологических установок;
- достижение в резервуаре нужного количества смеси компонентов для получения в последующем требуемого количества товарного бензина;
- лабораторный анализ образца для определения качества смеси компонентов в резервуаре;
- определение количества смеси компонентов в резервуаре;
- расчет количества присадки (присадок), которое нужно переместить в резервуар для получения продукта товарного качества;
- перемещение рассчитанного количества присадки (присадок) в резервуар;
- переход резервуара на циркуляцию для того, чтобы добиться равномерного перемешивания всех компонентов и присадок, перемещенных в резервуар;
- отбор полученной в резервуаре смеси на лабораторный анализ, по результатам которого может быть принято решение, что получен товарный бензин;
- выдача паспорта качества на резервуар.

Определение рецептуры предполагает вычисление наиболее целесообразного и экономически выгодного соотношения компонентов для каждой партии бензи-

на. Традиционно на НПЗ используется переборный алгоритм определения рецептуры, подбор компонентов происходит итерационно.

Существующий подход может быть оптимизирован за счет изменения или исключения ряда операций, а также за счет расчета количеств компонентов товарного бензина до направления потоков компонентов в резервуар. Предлагаемый оптимизированный порядок операций состоит из следующих этапов:

- из имеющихся сведений (паспорт продукции на предыдущую партию товара и данные пооперационного учета) определяется качество и количество остатка товарного бензина;

- качество высокооктановой присадки определяется по паспортным данным на эту присадку;

- качество компонентов бензина с технологических установок берется на основании плановых значений с учетом фактического режима работы установок (если установка работает в стабильном режиме, то качество компонентов максимально приближено к плановому);

- количество (пропорции) вырабатываемых компонентов определяется согласно утвержденным балансам технологических установок (если установка работает в стабильном режиме, то количество выработки компонентов максимально приближено к плановому);

- на основании заранее известных сведений производится определение минимального количества высокооктановой присадки;

- рассчитанное количество присадки направляется в резервуар, для которого произведен расчет, совместно с компонентами бензина с технологических установок;

- полученная в резервуаре смесь отбирается на лабораторный анализ, по результатам которого может быть принято решение, что получен товарный бензин;

- выдается паспорт качества на резервуар.

Предлагаемое решение в части изменения или исключения ряда операций позволяет получить в резервуаре товарный продукт за значительно меньшее время, без применения операции циркуляции и с минимальным использованием самой дорогой части товарного бензина – присадок. Эта задача оптимизации компонентного состава товарных бензинов решается методом линейного программирования [8]. Такой подход и рассматривается как оптимальный в рамках настоящей статьи. Задача расчета количества присадки и количеств компонентов бензина с технологических установок и из других резервуаров ТСП рассматривается в следующем разделе.

### **Задача минимизации потребления присадок при компаундировании товарного бензина как задача линейного программирования**

Задача подбора оптимальных количеств компонентов нефтепродуктов может быть решена как задача линейного программирования. Эта задача может быть сформулирована так: требуется в конкретном резервуаре ТСП с известным качеством и количеством остатка приготовить посредством смешивания компонентов необходимое количество товарного бензина при минимизации количества высокооктановых присадок. В качестве компонентов выступают:

- высокооктановые присадки;

- компоненты бензина с технологических установок;

- компоненты бензина из других резервуаров ТСП.

Формальное описание процесса компаундирования имеет следующий вид. Пусть имеется единственный источник высокооктановой присадки и  $n-1$  источников компонентов бензина с технологических установок и из других резервуаров ТСП. Объем источника высокооктановой присадки равен  $V_1$ , объемы других источников бензина равны  $V_i, i = \overline{2, n}$ . Обозначим как  $O_1$  и  $O_i, i = \overline{2, n}$  соответственно октановые числа присадки и иных компонентов. Требуется получить  $K \text{ м}^3$  бензина с октановым числом  $O_K$ . Для этого смешивают в резервуаре, где имеется остаток с качеством  $O_{n+1}$  и количеством  $V_{n+1} = D_{n+1}$ , некоторое количество  $D_i, i = \overline{1, n}$  компонентов, состоящих из высокооктановой присадки, и компонентов бензина с технологических установок и из других резервуаров ТСП. Если компаундирование происходит в пустом резервуаре, то  $V_{n+1} = D_{n+1} = 0$ .

Задача формулируется следующим образом. Заданы первоначальное количество компонентов  $V_i \geq 0, i = \overline{1, n+1}$  и октановые числа компонентов  $O_i \geq 0, i = \overline{1, n+1}$ . Требуется определить количество  $D_i, i = \overline{1, n}$  компонентов при условии, что получен нужный объем бензина  $\sum_{i=1}^{n+1} D_i = K$ , бензин имеет требуемое октановое число  $\sum_{i=1}^{n+1} D_i \cdot O_i / \sum_{i=1}^{n+1} D_i = O_K$ , а количество используемых компонентов не превышает имеющихся ресурсов, т. е.  $D_i \leq V_i, i = \overline{1, n}$ . В качестве минимизируемого критерия качества выступает количество используемой высокооктановой присадки,  $D_1 \rightarrow \min_{D_i, i=1,2,\dots,n}$ .

В общем случае задача линейного программирования формулируется так [9]: определить вектор  $\vec{x}$ , доставляющий  $\min_{\vec{x}} \vec{f}^T \vec{x}$  при условии

$$\begin{cases} A \cdot \vec{x} \leq \vec{b}; \\ A_{eq} \cdot \vec{x} = \vec{b}_{eq}; \\ \vec{b}_L \leq \vec{x} \leq \vec{b}_U. \end{cases} \quad (1)$$

Применительно к рассматриваемому случаю формулировка имеет следующий вид: искомый вектор  $\vec{x} = [D_1, D_2, \dots, D_n]$ , где  $D_1$  – минимизируемое количество используемой при компаундировании высокооктановой присадки, а  $D_2, \dots, D_n$  – количество используемых компонентов бензина с технологических установок. Имеют место ограничения на получаемое количество  $K$  бензина требуемого качества и на его октановое число  $O_K$ . Эти ограничения приобретают вид равенств  $\sum_{i=1}^{n+1} D_i = K, \sum_{i=1}^{n+1} O_i D_i = O_K \cdot K$ , которые с целью привести задачу к соотношению (1) преобразуются в выражения  $\sum_{i=1}^n O_i D_i = O_K \cdot K - O_{n+1} D_{n+1},$

$\sum_{i=1}^n D_i = K - D_{n+1}$ . Тогда матрица  $A_{eq}$  и вектор  $\vec{b}_{eq}$  записываются так:

$$A_{eq} = \begin{bmatrix} O_1 & O_2 & \dots & O_n \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad \vec{b}_{eq} = [O_K \cdot K - O_{n+1} \cdot D_{n+1}, K - D_{n+1}, \dots, 0]^T.$$

Ограничение на объемы используемых компонентов имеет вид двойного неравенства  $0 \leq D_i \leq V_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ . Это предполагает, что в (1)  $\vec{b}_L = [0, 0, \dots, 0]^T$ ,  $\vec{b}_U = [V_1, V_2, \dots, V_n]^T$ . Определению подлежит набор компонентов  $\vec{x} = [D_1, D_2, \dots, D_n]$ , при котором имеет место  $\min_{D_i, i=1,2,\dots,n} D_1$ . В постановке (1) это эквивалентно заданию  $\vec{f} = [1 \ 0 \ 0 \dots \ 0]$ .

Для решения сформулированной задачи используем Matlab Optimization Toolbox, процедуру решения задач линейного программирования linprog [10]. Обращение к этой процедуре имеет вид  $x = \text{linprog}(f, [], [], Aeq, beq, lb, ub)$ .

Далее в табл. 1–3 приведены результаты расчетов с исходными данными, соответствующими некоторым характерным случаям. В табл. 1 приводятся результаты вычислений, когда требуется получить 4500 м<sup>3</sup> бензина с октановым числом 98. Рассматривается модельный случай, когда компаундирование происходит в пустом резервуаре.

Таблица 1

Пример 1 расчета компонентов для приготовления бензина АИ-98

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 820$	1180
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 0$	2000
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 0$	1500
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 1680$	1320
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итого по резервуару 7		$O_K = 98$		$K = 4500$

Действительно, произведено  $820 + 1680 + 2000 = 4500$  м<sup>3</sup> бензина с октановым числом  $(118 \cdot 820 + 93 \cdot 1680 + 94 \cdot 2000) / 4500 = 98$ . Для этого потрачено 820 м<sup>3</sup> дорогостоящего компонента – присадки. Полученный результат подтверждает корректность использования в расчетах оптимизационного подхода. Оптимальное решение поддается простому объяснению. Для приготовления товарной продукции используют тот бензин, который имеет октановое число, максимально близкое к требуемому (в данном случае это бензин из резервуаров 5 и 6). Присадка используется в минимальном объеме, необходимом для доведения октанового числа этой смеси до необходимого уровня.

Пусть теперь при тех же исходных данных поступил заказ на изготовление 4500 м<sup>3</sup> бензина с октановым числом 92. Результаты расчетов представлены в табл. 2.



Таблица 2

## Пример 2 расчета компонентов для приготовления бензина АИ-92

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 0$	2000
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 142.86$	1857,14
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 1500$	0
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 857.14$	2142.86
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итог по резервуару 7		$O_K = 92$		$K = 4500$

Вновь оптимальное решение легко объясняется. Для приготовления товарной продукции используют бензин, имеющий максимально близкое к требуемому октановое число (в данном случае это бензин из резервуаров с третьего по шестой). Необходимость в использовании присадки отсутствует, количества и качества имеющихся остатков достаточно для доведения октанового числа смеси до необходимого уровня.

Рассмотрим при тех же исходных данных гипотетический случай изготовления 4500 м<sup>3</sup> бензина с октановым числом 80. Результаты расчетов представлены в табл. 3.

Таблица 3

## Пример 3 расчета компонентов для приготовления бензина АИ-80

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 0 = 0$	2000
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 1916.67$	1083.33
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 2000$	0
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 583.33$	916.67
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 500$	2500
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итог по резервуару 7		$O_K = 80$		$K = 4500$

Имеет место случай, аналогичный рассмотренному в примере 2. Для приготовления товарной продукции используют бензин, имеющий максимально близкое к требуемому октановое число (в данном случае это бензин из резервуаров со второго по четвертый). Необходимость в использовании присадки отсутствует, количества и качества имеющихся остатков достаточно для доведения октанового числа смеси до необходимого уровня.

Следующий вопрос, требующий обсуждения, состоит в следующем. Влияет ли на потребление самого дорогостоящего компонента – присадки – порядок изготовления товарного бензина и возобновляется ли после каждой операции набор

доступных компонентов? Рассмотрим случай, когда производится бензин марки АИ-98 и АИ-80 (табл. 4), причем порядок, в котором происходит компаундирование, не оговаривается. Кроме того, при производстве бензина второй марки используется тот бензин, что остался в резервуарах после производства бензина первой марки. Очевидно, что поскольку, как следует из табл. 1 и 3, при производстве используется бензин из разных резервуаров (при производстве АИ-80 используется бензин из резервуаров 2, 3, 4, а при производстве АИ-98 – из резервуаров 5, 6), результат будет идентичен безотносительно порядка изготовления бензинов. Строки 1, 5, 6 табл. 4 совпадают с соответствующими строками табл. 1, а строки 2, 3, 4 – с соответствующими строками табл. 3. Общее количество израсходованной присадки равно суммарному количеству присадки, потраченному по отдельности в двух этапах.

Таблица 4

**Пример 4 расчета компонентов для последовательного приготовления бензина АИ-80 и АИ-98**

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 820$	1180
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 1916.67$	1083.33
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 2000$	0
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 583.33$	916,67
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 1680$	1320
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итог по резервуару 7		$O_K = 80$		$K = 4500$
Итог по резервуару 8		$O_K = 98$		$K = 4500$

Этот же вывод об инвариантности к последовательности, в которой производится компаундирование, справедлив и для случая, когда при поочередном компаундировании используется бензин из одних и тех же резервуаров. Рассмотрим случай, когда производится бензин марки АИ-98 и АИ-92 (табл. 5 и 6). Как следует из табл. 1 и 2, бензин из шестого резервуара в случае отдельных операций должен полностью использоваться в обоих случаях. Табл. 5 и 6 показывают, как происходит компаундирование при последовательном приготовлении бензина АИ-92 и АИ-98 с использованием одних и тех же резервуаров. В примере 5 вначале вырабатывается бензин АИ-92, а затем из оставшихся компонентов вырабатывается бензин АИ-98. В примере 6, наоборот, вначале вырабатывается бензин АИ-98, а затем из оставшихся компонентов вырабатывается бензин АИ-92.

Из приведенных примеров 5 и 6 следует, что общее количество потраченной присадки одинаково и составляет  $1423,08 \text{ м}^3$ , хотя по этапам затраты распределены неравномерно. В первом случае все количество присадки пришлось на вторую стадию, во втором было потрачено  $820 \text{ м}^3$  присадки для производства бензина АИ-98, что соответствует примеру 1. Для приготовления бензина АИ-92 понадобилось  $603,08 \text{ м}^3$  присадки, хотя в раздельном режиме (пример 2) присадка не тратилась. Существенная разница в  $603,08 \text{ м}^3$  (или 73,5 %) образовалась за счет того, что после каждой операции набор доступных компонентов не возобновлял-

ся. Это служит серьезным основанием в пользу использования в качестве источников компонентов технологических установок непрерывного цикла, а не резервуаров.

Таблица 5

**Пример 5 расчета компонентов для последовательного приготовления бензина АИ-92 и АИ-98**

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Приготовление бензина АИ-92				
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 0$	2000
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 142.86$	1857.14
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 1500$	0
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 857.14$	2142.86
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итог по резервуару 7		$O_K = 92$		$K = 4500$
Приготовление бензина АИ-98				
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 1423.08$	576.92
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 1857.14$	$O_3 = 79$	$D_3 = 934.07$	923.08
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 0$	$O_4 = 90$	$D_4 = 0$	0
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 2142.86$	$O_5 = 93$	$D_5 = 2142.86$	0
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 0$	$O_6 = 94$	$D_6 = 0$	0
Итог по резервуару 8		$O_K = 98$		$K = 4500$

Существенным доводом в пользу подобного рода расчетов является то, что их можно проводить и после приготовления бензина, например для проверки соответствия количества фактически использованной присадки тем сведениям, которые передал оперативный персонал.

Подобные критерии могут быть сформулированы и для других нефтепродуктов, которые также компаундируются в резервуарах ТСП [11]. В частности, рассмотренный способ решения задачи оптимального компаундирования можно распространить на следующие критерии оптимизации процесса приготовления товарных бензинов:

- максимизация вовлечения количества низкооктановых компонентов;
- максимизация вовлечения количества компонентов, имеющих низкую рыночную стоимость;
- приготовление бензина требуемого качества на имеющемся остатке в резервуаре;
- максимизация вовлечения в приготовление бензина имеющихся остатков в нескольких резервуарах;
- минимизация вовлечения количества высокооктановых компонентов и присадок;

- минимизация вовлечения количества компонентов, имеющих высокую стоимость;
- максимизация/минимизация/точное количество вовлечения конкретного компонента.

Таблица 6

**Пример 6 расчета компонентов для последовательного приготовления бензина АИ-98 и АИ-92**

Наименование компонента	Исходное количество	Октановое число	Используемое количество	Остаток
Приготовление бензина АИ-98				
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 2000$	$O_1 = 118$	$D_1 = 820$	1180
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 0$	2000
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 0$	1500
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 3000$	$O_5 = 93$	$D_5 = 1680$	1320
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 2000$	$O_6 = 94$	$D_6 = 2000$	0
Итог по резервуару 7		$O_K = 98$		$K = 4500$
Приготовление бензина АИ-92				
Присадка в резервуаре 1	$V_1 = 1180$	$O_1 = 118$	$D_1 = 603.08$	576.92
Бензин в резервуаре 2	$V_2 = 3000$	$O_2 = 78$	$D_2 = 0$	3000
Бензин в резервуаре 3	$V_3 = 2000$	$O_3 = 79$	$D_3 = 1076.92$	923.08
Бензин в резервуаре 4	$V_4 = 1500$	$O_4 = 90$	$D_4 = 1500$	0
Бензин в резервуаре 5	$V_5 = 1320$	$O_5 = 93$	$D_5 = 1320$	0
Бензин в резервуаре 6	$V_6 = 0$	$O_6 = 94$	$D_6 = 0$	0
Итог по резервуару 8		$O_K = 98$		$K = 4500$

В том случае, когда необходимо обеспечить экстремум по нескольким критериям качества одновременно, используется многокритериальная постановка задачи.

**Применение при компаундировании «виртуального расходомера» и методики пооперационного учета**

Для достижения оптимального качестваготавливаемого товарного продукта в резервуарах ТСП эффективным будет применение двух инструментов, рассмотренных в работах [2–4, 7, 11–13], – пооперационного учета и «виртуального расходомера».

«Виртуальный расходомер» может применяться оперативным персоналом для процесса вовлечения требуемого количества высокооктановой присадки. Резервуар с присадкой может иметь значительно большее количество высокооктановой присадки, чем требуется для конкретной операции. В этом случае «виртуальный расходомер» может служить индикатором того, что перекачка начата, и того, с каким расходом она идет. Также, решив задачу (1), можно определить точное количество присадки, которое необходимо переместить для выполнения

этой операции. «Виртуальный расходомер» позволяет оперативному персоналу визуализировать расход нефтепродукта в трубопроводах для принятия оперативных решений. Отобразив значение расхода присадки, «виртуальный расходомер» позволит определить время, оставшееся до конца операции.

Методика пооперационного учета прямо влияет на качество учета партий нефтепродуктов при компаундировании. Известно [6], что применяемый подход к измерениям характеризуется низким их качеством. Не учитываются возможные потери нефтепродуктов. Рассчитанное качество нефтепродукта даже после точного расчета может быть не достигнуто из-за вовлечения неверных количеств компонентов нефтепродукта и высокооктановых присадок. Предлагаемый подход к измерениям на основе пооперационного учета позволяет повысить качество измерений [3, 12], получить товарный нефтепродукт, который к моменту окончания закачки содержит все необходимые компоненты и требует значительно меньшего времени на циркуляцию или на перемешивание в резервуаре.

### **Выводы**

Компаундирование товарного бензина в резервуарах товарно-сырьевых парков – важный производственный процесс, широко применяемый в настоящее время на нефтеперерабатывающих заводах. Затраты на приготовление товарного бензина могут быть снижены за счет оптимизации количества и качества отдельных операций. В статье приводятся рекомендации по сокращению длительности отдельных операций. Значительно повысить качество производственного учета при компаундировании товарных нефтепродуктов позволяет применение методики пооперационного учета и инструментария «виртуальный расходомер». Использование методики и инструментария позволяет обеспечить совпадение расчетных и реальных данных на начало операции.

Еще одним элементом оптимизации процесса компаундирования является процедура минимизации количества применяемых присадок как самых дорогих компонентов бензина. Задача подбора оптимальных количеств компонентов нефтепродуктов с целью минимизации количества вовлекаемых присадок может быть решена как задача линейного программирования. В работе сформулирована и решена оптимизационная задача выбора рецептуры продукта с требуемым качеством при минимальном потреблении присадки.

Решена задача последовательного приготовления ряда продуктов при минимальном потреблении присадки. Показано, что в рассматриваемых примерах приготовления ряда продуктов имеет место инвариантность необходимого количества присадки к последовательности, в которой производится компаундирование. Инвариантность наблюдается также в том случае, когда при последовательном компаундировании используется бензин из одних и тех же резервуаров. Однако при этом расход присадки существенно выше, чем при поочередном компаундировании в условиях возобновляемых источников компонентов. Сделан вывод, что в этом случае целесообразно использование в качестве источников компонентов технологических установок непрерывного цикла, а не резервуаров.

Указано, что подобный расчет можно проводить также после фактического приготовления бензина, например для проверки соразмерности количества фактически вовлеченной присадки.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гуреев А.А., Жоров Ю.М., Смидович Е.В.* Производство высокооктановых бензинов. М.: Химия, 1981. 224 с.
2. *Trufanov Y., Mitroshin V.* The Criterion of Permissible Deviations Accounting Batches of Petroleum Products. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 753. 082019. 10.1088/1757-899X/753/8/082019.
3. *Труфанов Ю.С.* Пооперационный учет количества нефтепродуктов в товарно-сырьевых парках // Вестник науки. Сборник статей по материалам VI международной научно-практической конференции. Актуальные вопросы в науке и практике. 2018. Ч. 3(4). С. 114–124.
4. *Труфанов Ю.С.* О функционале качества специализированного программного обеспечения учета движения массы нефтепродуктов в товарно-сырьевых парках // Вестник СамГТУ. 2018. № 1. С. 38–46.
5. *Закожурников Ю.А.* Хранение нефти, нефтепродуктов и газа: учеб. пособие для СПО. Волгоград: Ин-Фолио, 2010. 432 с.
6. ГОСТ 2517-85: Нефть и нефтепродукты. Методы отбора проб.
7. *Труфанов Ю.С.* Математическая модель количества нефтепродукта в резервуарном парке // Научно-технический вестник ОАО «НК Роснефть». 2015. № 1. С. 73–75.
8. *Копысицкий Т.И., Рзаев Ю.Р.* Сведение и оценка точности материального баланса на технологических установках НПЗ // Нефтепереработка и нефтехимия. 2012. № 11. С. 3.
9. *Карманов В.Г.* Математическое программирование. 3-е изд. М.: Наука, 1986. 288 с.
10. MathWorks. Help Center. linprog. Solve linear programming problems. [https://www.mathworks.com/help/optim/ug/linprog.html?s\\_tid=srchtitle\\_linprog\\_1](https://www.mathworks.com/help/optim/ug/linprog.html?s_tid=srchtitle_linprog_1)
11. *Труфанов Ю.С.* Всероссийский конкурс «Новая идея» на лучшую научно-техническую разработку среди молодежи предприятий и организаций топливно-энергетического комплекса. Материалы конкурса. М.: ФГАОУ ДПО «ИПК ТЭК», 2015. С. 172–181.
12. *Труфанов Ю.С.* Повышение достоверности материального баланса НПЗ путем моделирования количества нефтепродукта в резервуарных парках // Бурение и нефть. 2015. № 11. С. 31.
13. *Труфанов Ю.С.* Динамическое определение количества и потенциала топлива в резервуарном парке // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2017. № 3. С. 188–191.

*Статья поступила в редакцию 26 февраля 2022 г.*

# OPTIMIZATION OF THE COMPOUNDING PROCESS OF PETROLEUM PRODUCTS

G.N. Rogachev\*, Yu.S. Trufanov\*\*

\*Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

\*\*LLC LabWare  
36, Lyusinovskaya st., Moscow, 115093, Russia

E-mail: grogachev@mail.ru; trufanov@list.ru

**Annotation.** *The process of compounding, mixing several types of fuel to obtain products of a given quality, makes it possible to obtain gasoline with the required properties. Traditionally, the preparation of gasolines takes place in tanks. The components are high-octane additives, gasoline components from process plants and components from other tanks. Compounding is the final process for the preparation of gasoline, so its preparation and conduct determine the quality of commercial products. The existing method of compounding in production is a multi-stage operation, including determining the amount of a mixture of components in a tank, selecting the amount of additives, mixing all components and additives, laboratory analysis and issuing a quality certificate for the tank. This method can be optimized by eliminating a number of operations and calculating the required number of components before they are sent to the tank. The task of compounding can be formulated as follows: it is required to prepare the required amount of commercial gasoline in a specific tank with a known quality and amount of residue. In addition, in the process of developing a commercial gasoline formulation and technology for its preparation, it is desirable to use all available gasoline fractions to the fullest extent with minimal use of the most expensive part of commercial gasoline - additives. The problem of optimizing the component composition of commercial gasoline is solved in the work by the method of linear programming and is based on the quality indicators of the available components and the task for the plant to produce certain brands of gasoline. Examples of determining the most expedient and cost-effective ratio of components for some batches of gasoline are given. The problem of choosing a specific tank is formulated and solved, in which, under the current restrictions, it is possible to prepare a product of the required quality with a minimum consumption of the additive. It is concluded that for transparency and accuracy of accounting, the implementation of specific production operations for the preparation of commercial gasoline must be carried out according to the method of operational accounting. It is recommended to use the methodology of step-by-step accounting when compounding marketable petroleum products, which can significantly improve the quality of production accounting.*

**Keywords:** *compounding, components, additives, optimization, linear programming, operational accounting.*

## REFERENCES

1. Gureyev A.A., Zhorov Yu.M., Smidovich Ye.V. Proizvodstvo vysokooktanovykh benzinov. M.: Khimiya, 1981. 224 p.
2. Trufanov Y., Mitroshin V. The Criterion of Permissible Deviations Accounting Batches of Petroleum Products. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 753. 082019. 10.1088/1757-899X/753/8/082019.

---

\* Gennadiy N. Rogachev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.

\*\* Yuri S. Trufanov, Lead consultant.

3. *Trufanov Yu.S.* Pooperatsionnyy uchet kolichestva nefteproduktov v tovarno-syr'yevykh parkakh // Vestnik Nauki. Sbornik statey po materialam VI mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii. Aktual'nyye voprosy v nauke i praktike. 2018. Chast' 3(4). Pp. 114–124.
4. *Trufanov Yu.S.* O funktsional'e kachestva spetsializirovannogo programmnoy obespecheniya ucheta dvizheniya massy nefteproduktov v tovarno-syr'yevykh parkakh // Vestnik SamGTU. 2018. № 1. Pp. 38–46.
5. *Zakozhurnikov Yu.A.* Khraneniye nefti, nefteproduktov i gaza: uchebnoye posobiye dlya SPO. Volgograd: In-Folio, 2010. 432 pp.
6. GOST 2517-85: Neft' i nefteprodukty. Metody otbora prob.
7. *Trufanov Yu.S.* Matematicheskaya model' kolichestva nefteprodukta v rezervuarnom parke // Nauchno-tekhnicheskii Vestnik OAO "NK Rosneft". 2015. № 1. P. 73–75.
8. *Kopyitskiy T.I., Rzayev Yu.R.* Svedeniye i otsenka tochnosti material'nogo balansa na tekhnologicheskikh ustanovkakh NPZ // Neftepererabotka i neftekhiymiya. 2012. № 11. P. 3.
9. *Karmanov V.G.* Matematicheskoye programmirovaniye. 3-ye izd. M.: Nauka, 1986. 288 p.
10. MathWorks. Help Center. linprog. Solve linear programming problems. [https://www.mathworks.com/help/optim/ug/linprog.html?s\\_tid=srchtitle\\_linprog\\_1](https://www.mathworks.com/help/optim/ug/linprog.html?s_tid=srchtitle_linprog_1)
11. *Trufanov Yu.S.* Vserossiyskiy konkurs «Novaya ideya» na luchshuyu nauchno-tekhnicheskuyu razrabotku sredi molodezhi predpriyatiy i organizatsiy toplivno-energeticheskogo kompleksa. Materialy konkursa. M.: FGAOU DPO «IPK TEK», 2015. P. 172–181.
12. *Trufanov Yu.S.* Povysheniye dostovernosti material'nogo balansa NPZ putem modelirovaniya kolichestva nefteprodukta v rezervuarnykh parkakh // Bureniye i neft'. 2015. № 11. P. 31.
13. *Trufanov Yu.S.* Dinamicheskoye opredeleniye kolichestva i potentsiala topliva v rezervuarnom parke // Vestnik SamGTU. 2017. № 3. P. 188–191.



УДК 620.9

**МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОЦЕНКА СРАВНИТЕЛЬНОЙ  
ЭФФЕКТИВНОСТИ ГЕНЕРИРУЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ****Л.А. Сагитова\***Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: l0410@mail.ru

**Аннотация.** *Функционирование энергетических систем в условиях постоянных преобразований внешней среды в совокупности с их высокой сложностью приводит к необходимости принятия сложных управленческих решений. Для повышения эффективности работы энергообъектов предложен алгоритм системы поддержки принятия решений, позволяющий проводить оптимизацию работы энергетических предприятий с учетом особенностей совместного производства тепловой и электрической энергии. В предложенном алгоритме был реализован принцип системного подхода к ресурсосбережению в энергетических производствах. Предложена методика оценки сравнительной эффективности оборудования, учитывающая расширенную совокупность характеристик работы энергетического оборудования с применением метода многокритериального оценивания DEA (Анализ среды функционирования). Сформулированы обобщенные критерии эффективности работы энергетического оборудования, характеризующие экономичность, технологичность и экологичность режимов работы котлов. Сформулирован глобальный критерий эффективности, позволяющий проводить комплексную оценку качества работы оборудования. Продемонстрировано применение данной методики на примере котла ТП-230. Использование DEA-методики позволяет оптимизировать выбор режимов эксплуатации котлов с учетом их фактического состояния. Предложенный алгоритм системы поддержки принятия решений может быть использован для анализа аналогичных энергообъектов.*

**Ключевые слова:** *энергоэффективность, DEA-методика, обобщенный критерий эффективности, многокритериальная оценка, оптимальные режимы работы энергетического оборудования.*

Энергетические комплексы регионов – сложные развивающиеся системы, являющиеся основой для развития промышленности и обеспечивающие качество жизни людей.

В процессе перехода к рыночной экономике произошло снижение промышленной тепловой нагрузки теплоэлектроцентралей и, как следствие, изменение соотношения между постоянной годовой нагрузкой – выработкой промышленного пара и сезонной тепловой нагрузкой – выработкой тепла на отопление. Произошедшие изменения привели к снижению показателей эффективности работы

---

\* Ляйсан Акзамовна Сагитова, ассистент кафедры «Теплогазоснабжение и вентиляция».

энергообъектов, поскольку основное энергетическое оборудование начало работать в нерасчетных режимах [1–5].

Для повышения эффективности работы энергопроизводств необходим анализ комплексной эффективности котельного оборудования. Таким образом, актуальной является задача определения оптимальных режимов работы и выбора загрузки отдельных котельных агрегатов с учетом их фактического состояния.

В качестве объекта исследования рассматривалась одна из НкТЭЦ-1 Самарской области, входящая в состав ПАО «Т Плюс». Расчеты проводились на примере энергетического котла № 4 типа ТП-230.

Для повышения эффективности работы ТЭЦ предложен алгоритм работы СППР, детально представленный на рис. 1. Данный алгоритм работает на нижнем иерархическом уровне, на котором производится оптимизация работы энергетического оборудования конкретного энергетического предприятия [6].

Работа алгоритма СППР будет происходить в результате реализации следующих шести этапов. Рассмотрим этапы, входящие в алгоритм, более подробно.

1. Целеполагание и выбор методов исследования.

На первом этапе алгоритма производится постановка цели исследования, осуществляется выбор методов исследования и основных параметров, характеризующих работу котельного оборудования, проводится структурный анализ энергетического предприятия.

Работа энергетического оборудования характеризуется более чем 50 показателями, из которых были выбраны в качестве основных следующие 8:

- удельный расход топлива  $G_r$ ;
- удельный расход электроэнергии на тягу и дутье  $\mathcal{E}_{\text{тд}}$ ;
- температура уходящих газов  $t_{\text{ух.н}}$ ;
- отклонение от оптимального значения разряжения в топке котла  $\Delta P_n$ ;
- содержание оксидов азота в продуктах сгорания  $V_{\text{NO}_{x_n}}$ ;
- содержание оксидов углерода в продуктах сгорания  $V_{\text{CO}_{x_n}}$ ;
- содержание диоксидов углерода в продуктах сгорания  $V_{\text{CO}_{2x_n}}$ ;
- КПД,  $\eta_n$ .

2. Сбор, обработка и анализ статистических данных функционирования объекта.

При реализации данного этапа алгоритма происходит сбор и первичная обработка значений параметров системы контрольно-измерительных приборов (КИП), сравнение их с оптимальными, расчет и анализ выбранных на предыдущем этапе технико-экономических показателей (ТЭП) работы оборудования в реальном времени и формирование отчетов и режимных карт.

Полученные данные направляются во внешнюю систему сбора данных для выработки управленческих решений на уровне энергосистемы.

3. Определение локальных критериев эффективности работы оборудования, формирование глобального критерия эффективности.

При выполнении данного этапа оценивается и сравнивается эффективность работы основного оборудования – котлов. Поскольку работа основного оборудования характеризуется большим количеством различных параметров, были сформированы обобщенные критерии экономичности, экологичности, технологичности работы оборудования и глобальный критерий эффективности, объеди-

няющий предыдущие. В качестве входных параметров использовались ТЭП показатели, проанализированные на втором этапе.



Рис. 1. Алгоритм системы поддержки принятия решений по повышению эффективности функционирования энергопредприятия

Для определения критериев эффективности использовался метод многокритериального оценивания DEA, или «Анализ среды функционирования», позволяющий провести сравнительную оценку котлов [7–10].

Интегральный показатель сравнительной эффективности  $f$  возрастает при увеличении выходных величин  $Y_k$  и уменьшении входных величин  $X_m$ . В качестве входов и выходов принимают различные характеристики деятельности объектов.

В общем случае оцениваемый объект характеризуется величиной обобщенного показателя эффективности  $f_n$

$$f_n = \max_{u_{in}, v_{jn} \in G} \frac{u_{1n} \cdot Y_{1n} + u_{2n} \cdot Y_{2n} + \dots + u_{kn} \cdot Y_{kn}}{v_{1n} \cdot X_{1n} + v_{2n} \cdot X_{2n} + \dots + v_{mn} \cdot X_{mn}} \quad (1)$$

при наличии ограничений:

$$\begin{cases} \frac{u_{1n} \cdot Y_{11} + u_{2n} \cdot Y_{21} + \dots + u_{kn} \cdot Y_{k1}}{v_{1n} \cdot X_{11} + v_{2n} \cdot X_{21} + \dots + v_{mn} \cdot X_{m1}} \leq 1, \\ \frac{u_{1n} \cdot Y_{12} + u_{2n} \cdot Y_{22} + \dots + u_{kn} \cdot Y_{k2}}{v_{1n} \cdot X_{12} + v_{2n} \cdot X_{22} + \dots + v_{mn} \cdot X_{m2}} \leq 1, \\ \frac{u_{1n} \cdot Y_{1N} + u_{2n} \cdot Y_{2N} + \dots + u_{kn} \cdot Y_{kN}}{v_{1n} \cdot X_{1N} + v_{2n} \cdot X_{2N} + \dots + v_{mn} \cdot X_{mN}} \leq 1, \end{cases} \quad (2)$$

где  $u_{in}$  и  $v_{jn}$  – неотрицательные весовые коэффициенты;  $i = \{1, 2, \dots, k\}$ ;  $j = \{1, 2, \dots, m\}$ .

Методология DEA применяется для анализа производственной, экономической, технологической, логистической, социальной эффективности процессов и объектов, субъективность при формировании интегральных оценок эффективности минимальна, мнение исследователя влияет только на первоначальный выбор совокупности локальных критериев, которая уточняется по мере решения задачи математического программирования.

Сформируем обобщенные критерии эффективности и проведем их анализ, используя в качестве входных параметров основные показатели эффективности работы котельных установок, выбранные на первом этапе алгоритма, группируя их по принадлежности к выходным характеристикам: экономичности, экологичности и технологичности [11–13].

Если полученные результаты оценки различных режимов работы котла не позволяют выделить наиболее эффективные режимы, то в обобщенные и глобальный критерии вводится дополнительная информация и влияющие на производственную деятельность факторы.

*Анализ эффективности котла по обобщенному критерию экономичности.* В качестве локальных критериев для построения обобщенного критерия экономичности взяты КПД брутто котла, удельный расход топлива и удельный расход электроэнергии на тягу и дутье. Представим данный критерий в виде функционала:

$$f_{\text{экон}} = \max_{a_{in}, b_{jn} \in G} \frac{a_{1n} \cdot \eta_n}{b_{1n} \cdot G_{r_n} + b_{2n} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}}}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (3)$$

где  $N$  – количество состояний объекта;  $a_{in}$  и  $b_{jn}$  – неотрицательные весовые коэффициенты.

Система ограничений, определяющая область весовых коэффициентов  $G$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{a_{11} \cdot \eta_1}{b_{11} \cdot G_{r_1} + b_{21} \cdot \mathcal{E}_{\text{тл1}}} \leq 1, \\ \frac{a_{12} \cdot \eta_2}{b_{12} \cdot G_{r_2} + b_{22} \cdot \mathcal{E}_{\text{тл2}}} \leq 1, \\ \dots\dots\dots \\ \frac{a_{1n} \cdot \eta_n}{b_{1n} \cdot G_{r_n} + b_{2n} \cdot \mathcal{E}_{\text{тлn}}} \leq 1. \end{array} \right. \quad (4)$$

*Анализ эффективности обобщенного критерия технологичности.* Обобщенный критерий технологичности, учитывающий температуру уходящих газов и отклонение разряжения в топке котла от оптимального значения (20 кПа), сформирован следующим образом:

$$f_{\text{техн}} = \max_{c_{in} \in G} \frac{1}{c_{1n} \cdot t_{\text{yxn}} + c_{2n} \cdot \Delta P_n}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (5)$$

где  $c_{in}$  – неотрицательные весовые коэффициенты.

Система ограничений (4):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{c_{11} \cdot t_{\text{yx1}} + c_{21} \cdot \Delta P_1} \leq 1, \\ \frac{1}{c_{12} \cdot t_{\text{yx2}} + c_{22} \cdot \Delta P_2} \leq 1, \\ \dots\dots\dots \\ \frac{1}{c_{1n} \cdot t_{\text{yxn}} + c_{2n} \cdot \Delta P_n} \leq 1. \end{array} \right. \quad (6)$$

*Анализ эффективности котла по обобщенному критерию экологичности.* Обобщенный критерий экологичности примет вид:

$$f_{\text{экол}} = \max_{d_{in} \in G} \frac{1}{d_{1n} \cdot V_{\text{NOx}_n} + d_{2n} \cdot V_{\text{CO}_n} + d_{3n} \cdot V_{\text{CO}_{2n}}}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (7)$$

где  $d_{in}$  – неотрицательные весовые коэффициенты.

Система ограничений для функционала (5):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{d_{11} \cdot V_{\text{NOx}_1} + d_{21} \cdot V_{\text{CO}_1} + d_{31} \cdot V_{\text{CO}_{21}}} \leq 1, \\ \frac{1}{d_{12} \cdot V_{\text{NOx}_2} + d_{22} \cdot V_{\text{CO}_2} + d_{32} \cdot V_{\text{CO}_{22}}} \leq 1, \\ \dots\dots\dots \\ \frac{1}{d_{1n} \cdot V_{\text{NOx}_n} + d_{2n} \cdot V_{\text{CO}_n} + d_{3n} \cdot V_{\text{CO}_{2n}}} \leq 1. \end{array} \right. \quad (8)$$

*Анализ глобального критерия эффективности.* Для формирования глобального критерия эффективности сравнительной совокупности объектов объединим полученные обобщенные критерии эффективности (3), (5), (7) [14, 15]:

$$f = \max_{a_i, b_j, c_j, d_j \in G} \frac{a_{1n} \cdot \eta_n}{b_{1n} \cdot G_{r_n} + b_{2n} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}} + c_{1n} \cdot t_{\text{yxn}} + c_{2n} \cdot \Delta P + d_{1n} \cdot V_{\text{NOx}_n} + d_{2n} \cdot V_{\text{CO}_n} + d_{3n} \cdot V_{\text{CO}_{2n}}}, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (9)$$

К весовым коэффициентам применяется система ограничений по аналогии с системами (4), (6), (8).

Анализ весовых коэффициентов показал, что температура уходящих газов, отклонение от оптимального значения разряжения в топке котла, содержание оксидов и диоксидов углерода в продуктах сгорания практически не оказывают влияния на глобальный критерий эффективности (9) для котла ТП-230. После корректировки состава глобальный критерий эффективности работы котла примет следующий вид:

$$f_n = \max_{a_m, b_{jn}, d_{kn} \in G} \frac{a_{1n} \cdot \text{КПД}_n}{b_{1n} \cdot G_{r_n} + b_{2n} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}_n} + d_{3n} \cdot \text{NO}_{X_n}}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (10)$$

где  $a_{in}$ ,  $b_{jn}$ ,  $d_{kn}$  – соответствующие неотрицательные весовые коэффициенты.

Система ограничений для функционала (10) примет вид:

$$\begin{cases} \frac{u_{11} \cdot \text{КПД}_1}{v_{11} \cdot G_{r_1} + v_{21} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}_1} + v_{31} \cdot \text{NO}_{X_1}} \leq 1, \\ \frac{u_{12} \cdot \text{КПД}_2}{v_{12} \cdot G_{r_2} + v_{22} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}_2} + v_{32} \cdot \text{NO}_{X_2}} \leq 1, \\ \dots \\ \frac{u_{1N} \cdot \text{КПД}_N}{v_{1N} \cdot G_{r_n} + v_{2N} \cdot \mathcal{E}_{\text{тд}_n} + v_{3n} \cdot \text{NO}_{X_n}} \leq 1. \end{cases} \quad (11)$$

#### 4. Комплексная оценка сравнительной эффективности работы оборудования.

При реализации данного этапа алгоритма проводится анализ критериев эффективности работы основного оборудования, в результате которого формируется комплексная оценка работы основного оборудования с учетом всех выбранных частных показателей эффективности.

На рис. 2 представлены результаты расчета обобщенного критерия экономичности  $f_{\text{экон}}$ , определенные с помощью метода DEA по формулам (3), (4).

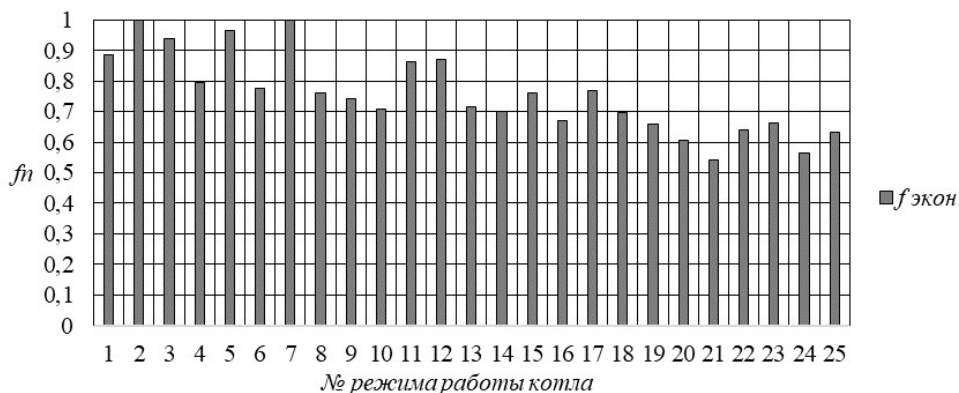


Рис. 2. Значения обобщенного критерия экономичности котла  $f_{\text{экон}}$

Анализ показывает, что критерий  $f_{\text{экон}}$  находится в интервале от 0,542 до 1.

Режимы, при которых  $f_{\text{экон}} < 0.7$ , считаются неэффективными. Обобщенный критерий экономичности показывает, что оптимальными являются режимы работы котла № 1–15, 17–18. При режимах работы № 16, 19–25 эксплуатация котла по экономичности считается неэффективной.

В результате анализа весовых коэффициентов частных критериев было определено, что наибольшее влияние на критерий экономичности оказали высокие значения удельного расхода газа и электроэнергии на тягу и дутье. Таким образом, можно сформулировать следующие направления повышения экономичности:

- уменьшение удельного расхода электроэнергии на тягу и дутье;
- понижение удельного расхода газа.

Снижения удельного расхода электроэнергии на тягу и дутье можно достичь применением регулируемых приводов – например, используя гидромолы или частотно-регулируемый привод на блоках питательных и подпиточных насосов.

Понижения расхода газа можно добиться путем совершенствования горелочных устройств, устранения неплотностей в обшивке котла и газопроводов.

Результаты расчетов обобщенного критерия технологичности  $f_{\text{техн}}$  (5), (6), приведены на рис. 3.

Для эффективных режимов работы примем величину критерия технологичности выше 0,9. Минимальным значением критерия технологичности обладает режим № 23  $f_{\text{экон}} = 0,899$ .

Максимальное значение критерия технологичности наблюдается при режимах работы № 9 и № 13 как следствие минимального значения параметров: температуры уходящих газов и отклонения от оптимального значения разрежения в топке котла. Значительное снижение температуры уходящих газов может свидетельствовать о плохой герметичности котла и повышенных присосах, а рост разрежения в топке – о неудовлетворительной работе устройств, регулирующих работу дымососов.

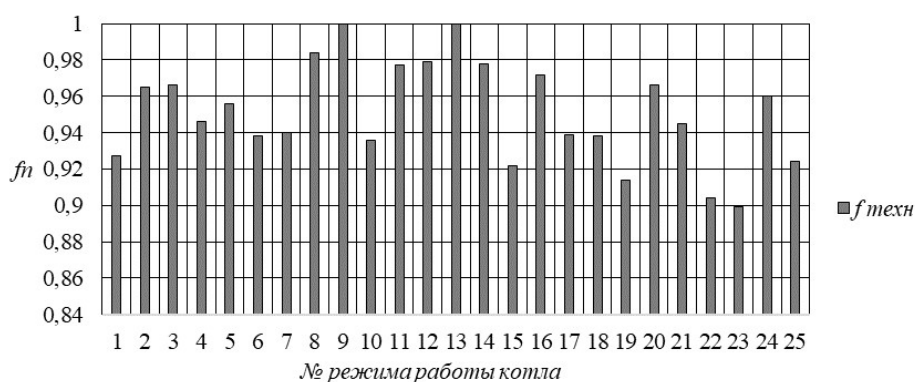


Рис. 3. Обобщенный параметр технологичности  $f_{\text{техн}}$

Таким образом, рассматривая приемлемые результаты испытаний, можно проанализировать не только эффективность работы оборудования, но и качество проведенных ремонтов, после которых производились испытания оборудования.

На рис. 4 приведены значения обобщенного критерия экологичности  $f_{\text{экол}}$  для различных режимов работы котла ТП-230.

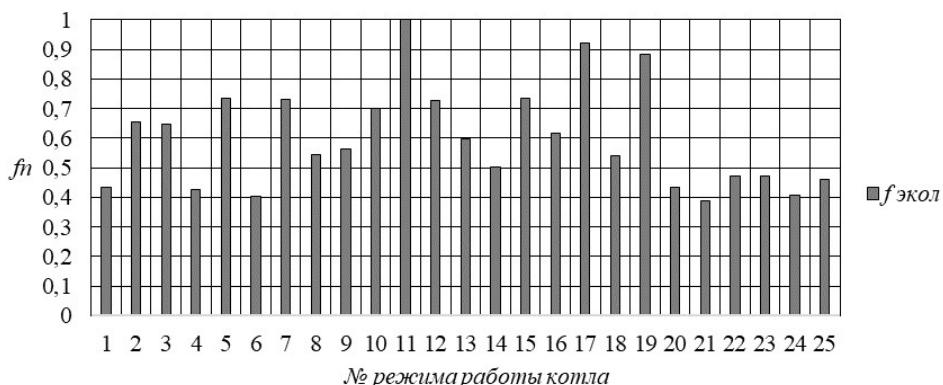


Рис. 4. Обобщенный параметр экологичности  $f_{\text{экол}}$

Анализ обобщенного критерия технологичности показал, что технологическая эффективность во всем диапазоне нагрузок колеблется в интервале от 0,389 до 1.

Оптимальными по критерию экологичности являются режимы работы № 5, 7, 10–12, 15, 17, 19, имеющие значения показателя критерия экологичности в интервале  $0,7 \leq f_{\text{экол}} \leq 1$ .

На величину критерия эффективности весьма сильно влияют состояние оборудования на момент проведения испытаний и качество проведенного ремонта.

Результатом использования скорректированного глобального критерия эффективности  $f_n$  является комплексная оценка работы оборудования с учетом выбранных частных показателей эффективности (рис. 5).

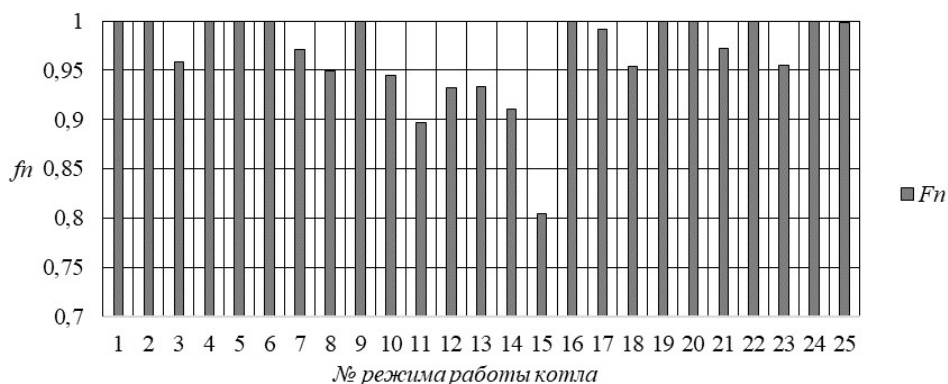


Рис. 5. Глобальный критерий эффективности котла

Наибольший вклад относительно других характеристик работы теплового оборудования оказывает удельный расход газа. Вторым по значимости и влиянию на глобальный критерий является показатель, определяющий удельный расход электроэнергии на тягу и дутье. Таким образом, расчеты показали возможность эксплуатации исследуемого котла на всем диапазоне режимов работы,



наиболее эффективными являются режимы работы № 1–9, 16–25, где значения глобального критерия достигают максимальных значений, близких к 1.

#### 5. Построение систем управления.

Для каждого предприятия на данном этапе строится алгоритм распределения нагрузки между котельными агрегатами на основе данных, полученных в результате многокритериального оценивания.

Построение алгоритма позволяет принимать математически обоснованные решения при выборе оптимальных режимов работы и использовать имеющееся оборудование максимально эффективно.

#### 6. Построение прогнозов и формирование рекомендаций по управлению.

При выполнении заключительного этапа алгоритма определяется экономическая эффективность мероприятий по изменению распределения нагрузки в котельной в соответствии с критериями эффективности, формируются рекомендации по управлению для лиц, принимающих решения; в частности, формируются направления, в первую очередь нуждающиеся в улучшении и ремонте.

### Заключение

1. Предложен алгоритм блока СППР, который позволяет на базе методов системного подхода проводить комплексный анализ деятельности энергосистем и оценку энергоэффективности их функционирования на уровне энергетических производств с учетом особенностей совместного производства тепловой и электрической энергии.

2. Исследованы основные параметры, характеризующие работу котельного оборудования, разработаны обобщенные критерии, позволяющие проводить многокритериальную оценку эффективности основного оборудования, предложен алгоритм распределения нагрузки котельной, повышающий экономичность и технологичность ее работы.

3. Разработанный алгоритм можно использовать для анализа энергоэффективности аналогичных энергообъектов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гаврилова А.А., Салов А.Г.* Системная методология анализа и моделирования энергоэффективности генерирующих компаний. Самара: СамГТУ, Научно-технический центр, 2021. 276 с.
2. *Дилigenский Н.В., Гаврилова А.А., Цапенко М.В.* Построение и идентификация математических моделей производственных систем. Самара: Офорт, 2006. 126 с.
3. *Гаврилова А.А., Колмыков Д.С., Алфеев А.А.* Многокритериальная оценка эффективности модернизации генерирующего оборудования региональной энергосистемы // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2006. № 40. С. 155–162.
4. *Дилigenский Н.В., Гаврилова А.А., Салов А.Г., Гаврилов В.К.* Модельный анализ эффективности совместного производства тепловой и электрической энергии региональной энергосистемой // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Технические науки. 2008. № 5 (147). С. 37–40.
5. *Гаврилова А.А., Салов А.Г., Гаврилов В.К.* Комплексный анализ режимов работы основного оборудования генерирующих предприятий и расходов электрической энергии на собственные нужды // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2008, № 2 (22). С. 186–195.
6. *Сагитова Л.А.* Структура алгоритма системы поддержки принятия решений повышения энергоэффективности регионального энергетического комплекса // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19, № 2. С. 256–262.
7. *Bafail A.O., Aal R.A., Karuvat S.A.* A DEA Approach for Measuring Relative Performance of Saudi Banks // International DEA Symposium 2002 – Efficiency and Productivity Analysis in the 21st Century. Moscow, 2002. P. 40–52.

8. *Banker R.D., Charnes A., Cooper W.W.* Some Models for Estimating Technical and Scale Efficiency in Data Envelopment Analysis // *Omega, The International Journal of Management Science*, 1984. Vol. 30, No. 9. P. 1078–1092.
9. *Charnes A., Cooper W.W., Rhodes E.* Measuring the Efficiency of Decision Making Units // *European Journal of Operational Research*, 1978. Vol. 2. P. 429–444.
10. *Замков О.О., Толстопятенко А.В., Черемных Ю.Н.* Математические методы в экономике. М.: МГУ, изд-во «ДИС», 1997. 368 с.
11. *Салов А.Г., Гаврилова А.А., Чиркова Ю.В., Сагитова Л.А.* Обобщенная оценка сравнительной эффективности работы котельного оборудования // *Вестник СГАСУ. Градостроительство и архитектура: научно-технический журнал*. 2016. № 2. С. 140–146.
12. *Gavrilova A., Salov A., Sagitova L.* System Analysis of the Effectiveness of Regional Energy System Management in the Conditions of Transformation // 2019 XXI International Conference Complex Systems: Control and Modeling Problems (CSCMP). Samara. 2019. P. 736–741. doi: 10.1109/CSCMP45713.2019.8976644. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8976644> (дата обращения: 16 мая 2022).
13. *Gavrilova A.A., Salov A.G., Sagitova L.A.* Assessment of the Efficiency of the Samara Region's Energy Complex Under Changing Conditions // 2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). Vladivostok. 2020. Pp. 1–4. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9271116> (дата обращения: 16 мая 2022).
14. *Сагитова Л.А.* Обобщенная оценка работы энергетического оборудования по экономическим критериям // *Радиоэлектроника, электротехника, энергетика: XXI междунар. науч. конф.* М.: МЭИ, 2015. Т. 3. С. 272.
15. *Посашков М.В., Салов А.Г., Немченко В.И.* Реинжиниринг структуры управления газораспределительной организации // *Проблемы экономики и управления нефтегазовым комплексом*. 2014. № 1. С. 27–31.

*Статья поступила в редакцию 16 января 2022 г.*

# MULTICRITERIA EVALUATION OF THE COMPARATIVE EFFICIENCY OF GENERATING EQUIPMENT

*L.A. Sagitova*\*

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: l0410@mail.ru

**Abstract.** *Since energy systems operate in conditions of constant changes in the external environment and are complex organized systems, this leads to the need to make complex management decisions. To improve the efficiency of power facilities, an algorithm for the decision support system is proposed. The algorithm allows to optimize the work of energy enterprises, taking into account the peculiarities of the joint production of heat and electricity. The algorithm is based on the principle of a systematic approach to resource saving in energy production. To assess the comparative efficiency of equipment, a methodology was proposed that takes into account an expanded set of characteristics of the operation of power equipment using the DEA multi-criteria assessment method (Data Envelopment Analysis). Generalized criteria for the efficiency of the operation of power equipment were formulated, characterizing the efficiency, manufacturability and environmental friendliness of the operating modes of boilers. A global efficiency criterion has been formed that allows for a comprehensive assessment of the quality of equipment operation. The application of this technique is demonstrated on the example of the TP-230 boiler. The use of the DEA methodology makes it possible to optimize the choice of boiler operation modes, taking into account their actual state. The proposed decision support system algorithm can be used to analyze similar power facilities.*

**Keywords:** *energy efficiency, DEA methodology, global efficiency criterion, multi-criteria evaluation, optimum operation modes of the power generating equipment, boiler.*

## REFERENCES

1. *Gavrilova A.A.* Sistemnaya metodologiya analiza i modelirovaniya energoeffektivnosti generiruyushchih kompanij: monografiya. Samara: SamGTU; Nauchno-tehnicheskij centr, 2021. 276 p.
2. *Diligenskij N.V., Gavrilova A.A., Capenko M.B.* Postroenie i identifikaciya matematicheskikh modelej proizvodstvennyh sistem: Uchebnoe posobie. Samara: Ofort, 2005. 126 pp.
3. *Gavrilova A.A., Kolmykov D.S., Alfeev A.A.* Mnogokriterial'naya ocenka effektivnosti modernizacii generiruyushchego oborudovaniya regional'noj energosistemy // Vestnik SamGTU. Seriya: Tekhnicheskie nauki, 2006. № 44. Pp. 155–162.
4. *Diligenskij N.V., Gavrilova A.A., Salov A.G., Gavrilov V.K.* Model'nyj analiz effektivnosti sovmestnogo proizvodstva teplovoj i elektricheskoy energii regional'noj energosistemoj // Izvestiya vysshih uchebnyh zavedenij Severo-Kavkazskij region. Tekhnicheskie nauki. 2008. № 5(147). Pp. 37–40.
5. *Gavrilova A.A., Salov A.G., Gavrilov V.K.* Kompleksnyj analiz rezhimov raboty osnovnogo oborudovaniya generiruyushchih predpriyatij i raskhodov elektricheskoy energii na sobstvennye nuzhdy // Vestnik SamGTU. Seriya: Tekhnicheskie nauki. 2008. № 2(22). Pp. 186–195.
6. *Sagitova L.A.* Struktura algoritma sistemy podderzhki prinyatiya reshenij povysheniya energoeffektivnosti regional'nogo energeticheskogo kompleksa // Infokommunikacionnye tekhnologii. 2021. Vol. 19, № 2. Pp. 256–262.

---

\* *Lyaysan A. Sagitova, assistant.*

7. *Bafail A.O., Aal R.A., Karivat S.A.* A DEA Approach for Measuring Relative Performance of Saudi Banks // International DEA Symposium 2002 – Efficiency and Productivity Analysis in the 21st Century. Moscow, 2002. Pp. 40–52.
8. *Banker R.D., Charnes A., Cooper W.W.* Some Models for Estimating Technical and Scale Efficiency in Data Envelopment Analysis // Omega, The International Journal of Management Science, 1984. Vol. 30, № 9. Pp. 1078–1092.
9. *Charnes A., Cooper W.W., Rhodes E.* Measuring the Efficiency of Decision Making Units // European Journal of Operational Research. 1978. Vol. 2. Pp. 429–444.
10. *Zamkov O.O., Tolstopyatenko A.V., Cheremnyh Yu.N.* Matematicheskie metody v ekonomike. M.: MGU, izdatel'stvo «DIS», 1997. 368 p.
11. *Salov A.G., Gavrilova A.A., Chirkova Yu.V., Sagitova L.A.* Obobshchennaya ocenka sravnitel'noj effektivnosti raboty kotel'nogo oborudovaniya // Vestnik SGASU. Gradostroitel'stvo i arhitektura: nauchno-tehnicheskij zhurnal, 2016. № 2. Pp. 140–146.
12. *Gavrilova A., Salov A., Sagitova L.* System Analysis of the Effectiveness of Regional Energy System Management in the Conditions of Transformation // 2019 XXI International Conference Complex Systems: Control and Modeling Problems (CSCMP). 2019. Pp. 736–741. doi: 10.1109/CSCMP45713.2019.8976644. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8976644> (accessed April 16, 2022).
13. *Gavrilova A.A., Salov A.G., Sagitova L.A.* Assessment of the Efficiency of the Samara Region's Energy Complex Under Changing Conditions // 2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). Vladivostok. 2020. Pp. 1–4. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9271116> (accessed April 16, 2022).
14. *Sagitova L.A.* Obobshchennaya ocenka raboty energeticheskogo oborudovaniya po ekonomicheskim kriteriyam // Radioelektronika, elektrotehnika, energetika, XXI mezhd. nauch. konf., 2015, Vol. 3. Pp. 272.
15. *Posashkov M.V., Salov A.G., Nemchenko V.I.* Reinzhiniring struktury upravleniya gazoraspre-delitel'noj organizacii // Problemy ekonomiki i upravleniya neftegazovym kompleksom, 2014. № 1. Pp. 27–31.

# Электротехника

УДК 621.318

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО СОСТОЯНИЯ МОМЕНТНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ОГРАНИЧЕННЫМ УГЛОМ ПОВОРОТА РОТОРА

**Ю.Н. Иванников, В.Н. Овсянников** \*

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: Yura\_ivannik@mail.ru, ovsyannikov0512@mail.ru

**Аннотация.** Моментный двигатель находит широкое применение в устройствах с ограниченным углом поворота ротора. Существует достаточно много конструктивных решений, направленных на повышение эксплуатационных характеристик. Беспазовый моментный двигатель с обмоткой кольцевого типа позволяет получить стабильный момент в пределах рабочего угла поворота ротора, что весьма востребовано в электроприводах угловой стабилизации высокой точности. При этом с целью снижения люфтов сопряжение управляемого механизма с моментным двигателем осуществляется в едином корпусе с использованием прямого привода. Отличительной особенностью двигателей этого типа является наличие относительно большого немагнитного зазора, включающего в себя воздушный зазор и витки обмотки статора. В качестве источников поля в такой конструкции наиболее целесообразно использование высококоэрцитивных постоянных магнитов, за счет применения которых улучшаются массогабаритные показатели и исключаются узлы, связанные с подведением тока к вращающимся частям машины. Наибольшее распространение в последнее время в качестве магнитных материалов получили сплавы NdFeB, магнитные свойства которых существенно зависят от температуры. Таким образом, актуальным становится вопрос определения температурного состояния моментного двигателя на этапе выбора марки используемых постоянных магнитов.

Анализ конструкции моментного двигателя, исполнительного механизма и условий его эксплуатации дает основания предполагать существенное влияние на тепловое состояние машины краевых эффектов, элементов конструкции, схемы питания. В статье с использованием методов численного 3D-моделирования магнитного поля уточнена величина и распределение магнитных потерь в стали и потерь на вихревые токи в постоянных магнитах в результате питания обмоток от широтно-

---

\* Юрий Николаевич Иванников, доцент кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование», кандидат технических наук.

Владимир Николаевич Овсянников, доцент кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование», кандидат технических наук.

*импульсного преобразователя. Оценено влияние найденных потерь на тепловое состояние двигателя. Моделирование температурного поля осуществлялось в трехмерной постановке с целью определения степени влияния конструктивных элементов на величину максимальной температуры обмоток и постоянных магнитов. В качестве сравнительного эксперимента было осуществлено плоскопараллельное моделирование с целью определения его применимости в рамках исследования аналогичных моментных двигателей.*

**Ключевые слова:** моментный двигатель, обмотка кольцевого типа, немагнитный зазор, температурное поле, добавочные потери, магнитные потери, потери от широтно-импульсной модуляции, высококоэрцитивные постоянные магниты, прямой привод, трехмерное моделирование.

Моментный двигатель (МД) – электромеханическое устройство, преобразующее электрический сигнал на входе в момент на валу. Широкое применение МД с ограниченным углом поворота получили в наиболее простом случае – в устройствах с двухпозиционным регулированием типа открыто/закрыто в качестве электромеханических вентилях. Совершенствование системы управления с обратной связью расширяет функциональные возможности подобных устройств за счет повышения гибкости управления углом открытия вентиля и повышения динамических характеристик [1]. Особенностью моментных двигателей является работа в режиме упора ротора или его вращения с весьма малой частотой. Такие режимы работы характерны для ряда областей техники, например устройств угловой стабилизации высокой точности, в том числе в качестве бортового оборудования летательных аппаратов, исполнительных механизмов управления роботов и промышленных манипуляторов и т. п. Работа МД в подобных системах предъявляет высокие требования к точности позиционирования. Обычно МД с ограниченным углом поворота ротора изготавливаются на одном валу с исполнительным механизмом, что значительно повышает точность регулирования за счет исключения промежуточных кинематических звеньев (соединительных муфт и редукторов).

Существует множество конструктивных решений, направленных на повышение потребительских качеств МД [2]. Большое распространение получила конструктивная схема с обмоткой кольцевого типа, расположенной на статоре, и постоянными магнитами на роторе (рис. 1). Характерной особенностью данной конструкции является большой немагнитный зазор, основная часть которого занята обмоткой, в результате чего для создания требуемого магнитного потока необходима развитая система возбуждения. В машинах небольшой мощности приемлемые значения магнитной индукции в зазоре могут быть созданы предпочтительно за счет применения высококоэрцитивных постоянных магнитов (ПМ). Исключение зубцов статора, с одной стороны, снижает величину магнитной индукции в зазоре, но с другой – позволяет избавиться от зубцовых пульсаций момента, что достаточно важно в прецизионном оборудовании.

Отличительной особенностью моментного двигателя является отсутствие или весьма низкая частота вращения ротора в номинальном режиме работы. Например, моментный двигатель в устройствах с двухпозиционным регулированием или в системе угловой стабилизации после установки требуемой ориентации исполнительного механизма развивает момент на валу, необходимый для сохранения положения ротора. При этом вся электрическая энергия, подводимая к обмоткам возбуждения, преобразуется в тепло, нагревая машину. За счет отсутст-

вия вращающихся деталей затрудняется самовентиляция машины, что приводит к большему по сравнению с вращающимися электрическими машинами удельному расходу материалов.

Наиболее перспективным выглядит применение в качестве возбуждения высококоэрцитивных материалов на основе сплава  $NdFeB$  в связи с его высокими энергетическими показателями. Однако существенными недостатками таких магнитных материалов являются значительные отрицательные температурные коэффициенты по индукции и напряженности [3, 4], в связи с чем подход к проектированию электрических машин с возбуждением от ПМ должен учитывать ухудшение эксплуатационных характеристик с повышением температуры. Таким образом, при проектировании электрической машины необходимо принимать магнитные свойства ПМ, соответствующие максимальной рабочей температуре. Так как температура ПМ зависит от компоновки машины и условий охлаждения, то наиболее разумным выглядит подход к проектированию, основанный на методе последовательных приближений при совместном решении магнитной и тепловой задач.

В [2, 5] в результате оптимизационного эксперимента по уменьшению массогабаритных показателей были получены варианты моментного двигателя, на основе которых изготовлены опытные образцы МД–100–1 и МД–6. При этом была проведена многокритериальная оптимизация с использованием функций ограничителей, одной из которых был перегрев обмотки статора. Однако изменение температурозависимых параметров ПМ при этом не учитывалась.

В отечественной и зарубежной научной прессе уделяется внимание совершенствованию методологии исследования и улучшению эксплуатационных характеристик моментных двигателей с обмотками кольцевого типа [2, 6] и с другими конструктивными особенностями [7, 8]. Определенный интерес вызывают работы, направленные на совершенствование системы управления моментными двигателями в различных автоматизированных приложениях [1, 9]. Вопросы оптимизационного проектирования в рамках повышения потребительских качеств моментных двигателей достаточно подробно рассматриваются в исследованиях [2, 10]. Однако в отечественной и зарубежной прессе недостаточно полно рассмотрены вопросы охлаждения моментных двигателей. В [11] было осуществлено численное моделирование МД в двумерной постановке, однако относительно небольшая осевая длина машины вносит ограничения для плоскопараллельного моделирования в связи с увеличением значимости краевых эффектов. В связи с этим остается актуальным вопрос уточнения температурного поля моментного двигателя с учетом его питания от широтно-импульсного преобразователя и влияния на теплообмен элементов корпуса.

Объектом исследования в настоящей работе выступал моментный двигатель с ограниченным углом поворота. За основу взята конструкция [2] МД–100–1 (см. рис. 1). При решении рассмотренных задач использовались численные методы решения полевых задач.

Основным источником тепловыделений в МД является обмотка статора. МД получает питание от широтно-импульсного преобразователя, зачастую без использования фильтрующих элементов в силовых цепях. В результате пульсации тока на частоте ШИМ возникают добавочные потери в железе статора и ротора и в массивных частях моментного двигателя (в том числе в телах ПМ), которые могут достигать значительной величины, в связи с чем их также необходимо учи-

тивать. Для уточнения отмеченных потерь была решена задача нестационарного магнитного поля в трехмерной постановке с использованием специализированного программного обеспечения.

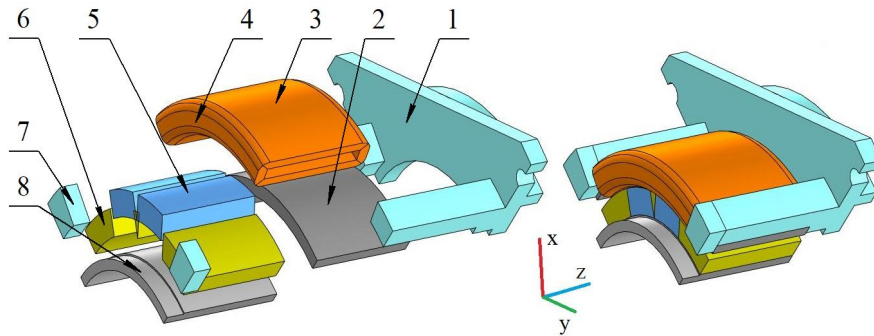


Рис. 1. Геометрическая модель моментного двигателя:

- 1 – корпус; 2 – магнитопровод статора; 3 – катушка статора;
- 4 – лобовая часть катушки статора; 5 – постоянные магниты;
- 6 – фиксирующий состав; 7 – упор; 8 – магнитопровод ротора

Основой математического описания электромагнитных явлений является общая модель Максвелла в частных производных [12]. В случае описания магнитных процессов классических индукционных машин вводится допущение равенства нулю электрических зарядов в рассматриваемой области, что приводит к упрощению модели. При расчете вихревых электромагнитных полей используется понятие векторного магнитного потенциала ( $\mathbf{A}$ ) [12, 13]. Тогда нелинейная магнитодинамическая модель, выраженная через векторный потенциал, может быть записана следующим образом:

$$\begin{cases} \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \text{rot} \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}, \\ \text{div} \mathbf{A} = 0. \end{cases} \quad (1)$$

где  $\mu$  – магнитная проницаемость;  $\sigma$  – удельная электрическая проводимость;  $\mathbf{J}$  – вектор плотности тока.

Расчет магнитных потерь в среде моделирования основан на уравнении Штейнмеца и позволяет учитывать перемагничивание по частичным циклам исходя из полученной площади петли гистерезиса, а также вихретоковую компоненту. Материалом магнитопровода была выбрана электротехническая сталь 2412. Магнитные свойства определены соответствующей кривой намагничивания [14], зависимостью удельных потерь от индукции для промышленной частоты, толщиной листа, плотностью и удельной проводимостью [15].

В свойствах катушки статора геометрической модели задана величина магнитной проницаемости, число витков, активное сопротивление, рассчитанное аналитическим методом для прогнозируемой в номинальном режиме работы температуры. Рассматриваемая электрическая машина ориентирована на использование в качестве привода системы ориентации, следовательно, в процессе работы рабочий угол поворота ротора относительно полюса меняет свой знак. Поэтому в качестве источника поля использовалась внешняя цепь, имитирующая мос-



товую схему управления с питанием от источника постоянного напряжения с возможностью изменения скважности сигнала:

$$U_{\kappa} = 2 \cdot U_{\text{ин}} \cdot (k + 0,5), \quad (2)$$

где  $U_{\text{ин}}$  – напряжение источника питания;  $k$  – скважность сигнала.

Сравнения различных систем электроснабжения ЛА показывают преимущества по массогабаритным показателям трехфазного напряжения 115/200 В переменной частоты с последующим выпрямлением над системой постоянного напряжения 28 В или 112В [16]. Поэтому напряжение источника питания при определении потерь в стали было принято равным 115 В. Несущая частота ШИМ была принята равной  $f = 16$  кГц. При такой схеме подключения значительно увеличивается быстродействие МД.

Граничные условия были заданы в виде нормальной составляющей магнитного потенциала на внешней границе расчетной области и условий периодичности на поверхностях, ограничивающих полюсное деление.

Переходный процесс при подключении моментного двигателя к напряжению, соответствующему максимальной нагрузке, в разомкнутой системе управления показан на рис. 2.

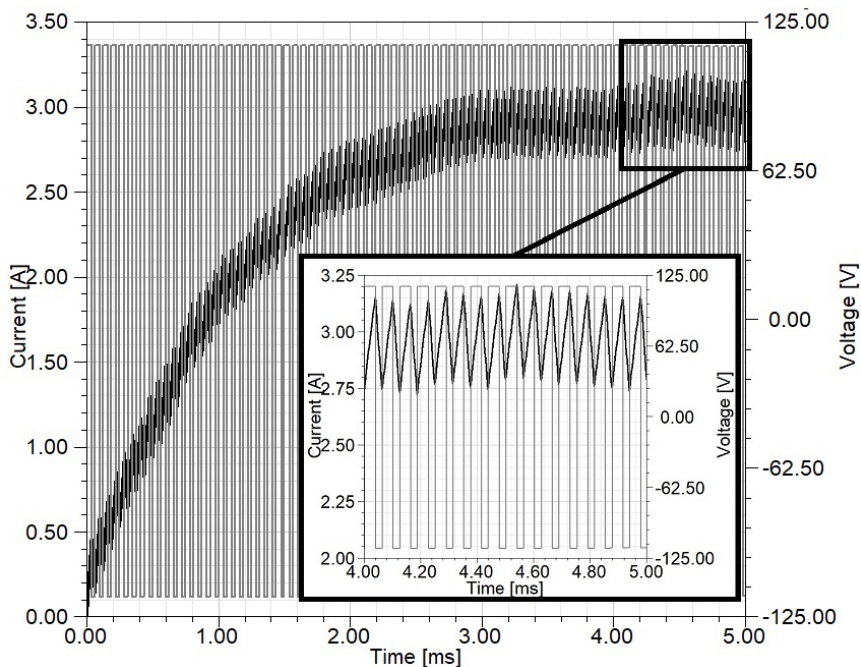


Рис. 2. Переходный процесс в разомкнутой системе

Как видно из рис. 2, при питании катушки МД без фильтрующих элементов в силовой цепи кривая тока в установившемся режиме имеет достаточно существенную величину пульсаций  $I_{\text{пуль}} = 0,185$  А.

В результате решения магнитной задачи установлена величина и распределение магнитных потерь в стали статора и ротора и потерь на вихревые токи в массивных частях машины – постоянных магнитах и корпусе – в наиболее нагру-

женном режиме. Полученные данные сведены в табл. 1 и были использованы в качестве источников поля в задаче стационарной теплопроводности.

Величина объемных тепловыделений в активных частях машины определялась выражением, Вт/м<sup>3</sup>:

$$Q_a = \frac{P_a}{V_a}, \quad (3)$$

где  $P_a$  – тепловыделения (Вт), в объеме  $V_a$  (м<sup>3</sup>).

В общем случае для анализа стационарного теплового поля электрической машины используется дифференциальное уравнение теплопроводности [17, 18]

$$\operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} T) + \frac{P_a}{V_a} = 0, \quad (4)$$

где  $\lambda(x, y, z)$  – теплопроводность среды (Вт/м/К).

В тепловом отношении моментный двигатель представляет собой совокупность твердых тел, контактирующих друг с другом и с газообразной (или жидкой) внешней средой. Для расчета температурного поля МД использовалось граничное условие, описывающее изменение теплового потока при контакте двух твердых тел, имеющих соответственно теплопроводности  $\lambda_1(x, y, z)$  и  $\lambda_2(x, y, z)$ :

$$\lambda_1(x, y, z) \cdot \frac{\partial T_1}{\partial n} = \lambda_2(x, y, z) \cdot \frac{\partial T_2}{\partial n}. \quad (5)$$

Интенсивность теплообмена на границе сред  $\alpha(x, y, z)_{\text{гр}}$ :

$$-\lambda(x, y, z) \frac{\partial T}{\partial n_{\text{сп}}} = \alpha(x, y, z) \cdot (T_{\text{сп}} - T_0). \quad (6)$$

Уравнения (4)–(6) являются основой для численного моделирования стационарных тепловых процессов. Величина объемных тепловыделений была найдена в результате решения магнитной задачи, тогда неизвестными остаются коэффициенты теплопроводности и теплоотдачи.

Теплопередача через корпус и постоянные магниты мало различается в направлении осей используемой системы координат. Блоки математической модели, соответствующие эти материалам, описаны изотропными коэффициентами теплопроводности.

Теплопередача через воздушный зазор в электрических машинах зависит от конструктивного исполнения ротора (явнополюсный или неявнополюсный), наличия зубчатости, частоты вращения ротора и величины осевой скорости потока в случае аксиальной вентиляции. Режим течения при этом определяется соотношением чисел Рейнольдса по осевой и окружной скоростям [17]. Однако специфика работы моментного двигателя предполагает периоды, в течение которых ротор машины, не имея вращения, развивает номинальный момент. Это наиболее сложный с точки зрения вентиляции режим работы, так как ухудшается теплообмен с поверхности обмотки, обращенной к ротору, и часть теплоты при этом передается менее нагретым постоянным магнитам. Так как величина воздушного зазора достаточно мала (порядка 0,5 мм), то в этом случае теплопередача через воздушный зазор осуществляется преимущественно теплопроводностью. Коэффициент теплопроводности для воздушного зазора был принят равным теплопроводности воздуха при прогнозируемой температуре.

Обмотки машин в тепловом отношении представляют собой гетерогенные тела со сложным распределением коэффициента теплопроводности. В рассматриваемом МД использовалась рядная намотка катушки виток к витку из  $N$  слоев. Теплопроводность упорядоченной (рядной) обмотки в направлении поперек укладки проводников аппроксимирована эквивалентным значением коэффициента теплопроводности [17]:

$$\lambda_{\text{экв}} = \lambda'_{\text{и}} \left( \frac{\arcsin\left(\frac{d}{d_{\text{и}}}\right) \cdot \sqrt{k_3} + 1,57}{\sqrt{1 - \left(\frac{d}{d_{\text{и}}}\right)^2} \cdot k_3} - 1,57 \right), \quad (7)$$

где  $d$ ,  $d_{\text{и}}$  – диаметр голого и изолированного проводника соответственно, (м);  $k_3$  – коэффициент заполнения сечения катушки «по квадратам»;  $\lambda'_{\text{и}}$  – эквивалентный коэффициент теплопроводности промежутков между жилами, определялся в соответствии с [17].

Эквивалентный коэффициент теплопроводности катушки в направлении намотки проводов, (Вт/м/К):

$$\lambda_3 = \lambda_{\text{м}} \cdot k_{\text{зап}}, \quad (8)$$

где  $\lambda_{\text{м}}$  – коэффициент теплопроводности меди;  $k_{\text{зап}}$  – коэффициент заполнения сечения катушки медью.

Так как в предельном случае ротор МД неподвижен, коэффициент теплоотдачи с теплоотдающей поверхности соответствует спокойному состоянию и был определен с использованием методов теории подобия. Опытные данные для электрических машин с малым уровнем вибраций и без выходного конца вала согласно [17] аппроксимированы зависимостью

$$\text{Nu} = 0,725 \cdot \text{Gr}^{0,225}, \quad (9)$$

где Gr – число Грасгофа [17]:

$$\text{Gr} = \frac{\gamma_{\text{в}}^2 \cdot a \cdot \beta_{\text{в}} \cdot \Delta T \cdot l_0^3}{\mu_{\text{в}}^2}, \quad (10)$$

где  $\gamma_{\text{в}}$ ,  $\mu_{\text{в}}$ ,  $\beta_{\text{в}}$  – плотность, коэффициент динамической вязкости, коэффициент объемного расширения среды;  $a$  – ускорение массовых сил;  $\Delta T$  – подогрев;  $l_0$  – характерный линейный параметр. Тогда коэффициент теплоотдачи с поверхности, (Вт/м<sup>2</sup>/К):

$$\alpha = \frac{\text{Nu} \cdot \lambda_{\text{в}}}{l_0}. \quad (11)$$

Коэффициент теплоотдачи с поверхности корпуса согласно (10), (11) зависит от превышения температуры корпуса над температурой окружающей среды, в качестве граничных условий задавалось среднее значение коэффициента теплоотдачи для рассматриваемой температуры.

Теплофизические свойства блоков геометрической модели, рассчитанные по (3), (7) и (8), сведены в табл. 1.

Теплофизические свойства блоков геометрической модели

Позиция рис. 1	Конструкционная единица	Материал	Теплопроводность, Вт/м/К			Источник поля, Вт/м <sup>3</sup>
			$\lambda_x$	$\lambda_y$	$\lambda_z$	
1, 7	Корпус, упоры	Д16Т	130	130	130	–
2	Магнитопровод статора	2412	20	20	3	$4,08 \cdot 10^4$
3	Обмотка статора	Медь / про- водниковая изоляция / пропиточный состав	0,254	0,254	142	$1,76 \cdot 10^6$
4	Лобовая часть обмотки статора		142	0,254	0,254	$1,76 \cdot 10^6$
5	Постоянный маг- нит	N38H	8	8	8	$3,99 \cdot 10^4$
6	Фиксирующий состав	Damival	0,89	0,89	0,89	–
8	Магнитопровод ротора	2412	20	20	3	$3,91 \cdot 10^4$

В результате моделирования температурного поля моментного двигателя было установлено, что наибольшая температура в режиме максимальной нагрузки ( $T_{\max} = 233 \text{ }^\circ\text{C}$ ) превышает установленное классом нагревостойкости используемых изоляционных материалов значение, что неприемлемо. Так как системы охлаждения в рассматриваемом устройстве не предусмотрено, то было установлено, что при снижении значения токовой нагрузки на 33 % достигается требуемая величина максимального превышения температуры (рис. 3, а).

Далее было оценено влияние корпуса и магнитных потерь, обусловленных питанием от широтно-импульсного преобразователя, на температурное поле машины. Для сравнения также была решена задача температурного поля в двумерной постановке. В качестве плоскопараллельной геометрической модели было использовано сечение машины в средней части обмотки согласно рис. 1. Результаты моделирования представлены на рис. 3 и 4 и в табл. 2.

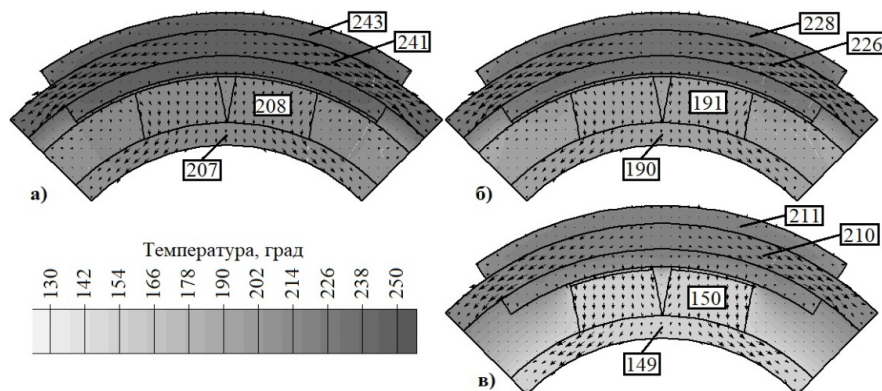


Рис. 3. Температурное состояние моментного двигателя в зависимости от учета магнитных потерь и наличия фиксирующего состава в условиях естественной конвекции

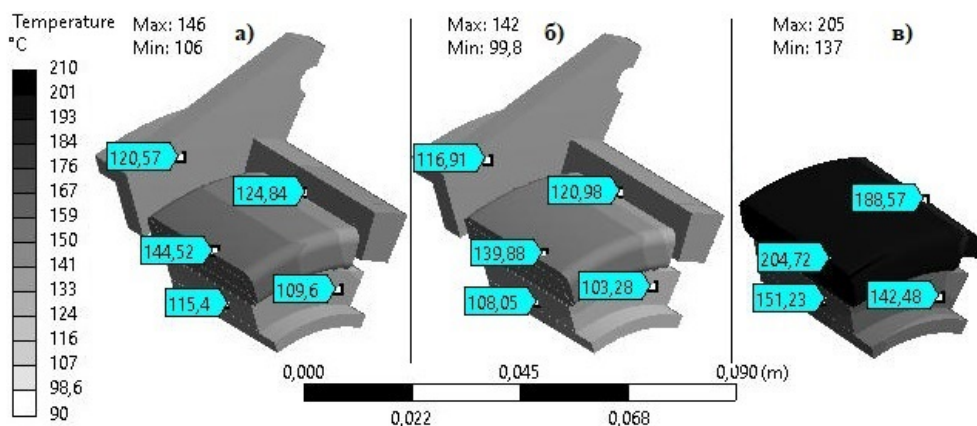


Рис. 4. Температурное состояние моментного двигателя в зависимости от учета магнитных потерь и наличия корпуса в условиях естественной конвекции

Таблица 2

Сравнение максимальной температуры в ключевых точках машины

№ п/п		Температура, °C						
		3D постановка				2D постановка		
		Рис. 4, а	Рис. 4, б	Рис. 4, в		Рис. 3, а	Рис. 3, б	Рис. 3, в
	Корпус	да	да	нет	да	нет	нет	нет
	Потери в стали	да	нет	да	да	да	нет	да
	Фиксирующий состав	да	да	да	нет	да	да	нет
1	Обмотка	146	142	205	142	243	228	211
2	ПМ	115	108	151	99	208	191	150
3	Магнитопровод статора	125	121	200	121	241	226	210
4	Магнитопровод ротора	110	103	150	97	207	190	149
5	Корпус	121	118	–	117	–	–	–

На основании анализа результатов численного моделирования задачи температурного поля исследуемого моментного двигателя в двумерной и трехмерной постановке (рис. 3, 4 и табл. 2) установлено:

1. В заданных габаритах и в условиях естественной конвекции с коэффициентом теплоотдачи, определяемым по (10), (11), максимальная мощность, развиваемая двигателем, должна быть снижена на 30 % в связи с превышением максимальной температуры заданного класса нагревостойкости изоляционных материалов.

2. Результаты численного моделирования задачи в двумерной постановке неплохо согласуются с трехмерным моделированием в случае пренебрежения внешними конструктивными элементами машины (как правило, исследуемые моментные двигатели являются встраиваемыми машинами и не имеют собственного корпуса) и исполнения ротора без фиксирующих элементов (поз. б на рис. 1).

3. Пренебрежение конструктивными элементами при решении задачи температурного поля недопустимо, так как введение корпуса существенно снижает максимальную температуру обмоток и постоянных магнитов (в рассматриваемом случае на 59 и 36 °С соответственно) в связи с существенным увеличением теплоотдающей поверхности в условиях естественной конвекции.

4. Установлены относительно малые превышения максимальной температуры обмотки над температурой корпуса (порядка 25 °С) в условиях естественной конвекции, в связи с чем ожидается дополнительное влияние на температурное поле машины других конструктивных элементов, не учтенных рассматриваемой геометрической моделью.

5. Максимальная температура магнитов в режиме максимальной нагрузки достигает 115 °С, что соответствует температурному индексу 120 °С магнитных сплавов NdFeB.

6. Магнитные потери в стали и на вихревые токи в теле постоянных магнитов от несущей частоты широтно-импульсной модуляции дополнительно увеличивают максимальную температуру обмотки и постоянных магнитов на 4 и 7 °С соответственно.

7. Наличие фиксирующего состава (поз. 6 на рис. 1) негативно влияет на температурное состояние ротора, исключение отмеченного элемента дополнительно снижает температуру обмотки статора и постоянных магнитов на 4 и 16 °С соответственно.

Таким образом, в моментных двигателях рассматриваемой конструкции выгодно использование высококоэрцитивных постоянных магнитов, которые зачастую имеют существенные температурозависимые магнитные характеристики, в связи с чем их выбор сопряжен с определением максимальной температуры. По конструкции и режиму работы моментный двигатель существенно отличается от традиционных электрических машин. Как правило, моментные двигатели являются короткими электрическими машинами, встраиваемыми в корпус исполнительного механизма. В связи с этим существенно влияние внешних конструктивных элементов на температурное состояние машины. Поэтому в процессе тепловых расчетов актуально использование численных методов в трехмерной постановке с учетом конструктивных элементов исполнительного механизма: вала, корпуса и т. п.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ching-Chin Tsai, Shui-Chun Lin, Hsu-Chin Huang, Yu-Ming Cheng.* Design and control of brushless DC limited-angle torque motor with its applications to fuel control of small-scale gas turbine engines // *Mechatronics*, 2009. Vol. 19. Pp. 29–41.
2. *Овсянников В.Н.* Моментный двигатель с ограниченным углом поворота ротора: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.01. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2014. 180 с.
3. ГОСТ Р 52956-2008. Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплава неодим – железо – бор. Классификация. Основные параметры. М.: Стандартинформ, 2008.
4. *McCallum R.W., Lewis L.H., Skomski R., Kramer M.J., Anderson I.E.* Practical aspect of modern and future permanent magnets. *Annu. Rev. Mater. Res.* 2014. 44:451-77. Pp. 451–477. DOI: 10.1146/annurev-matsci-070813-113457
5. *Овсянников В.Н., Левина Г.Ж.* Оптимизация моментных двигателей с постоянными магнитами // Актуальные проблемы энергетики АПК: Материалы VIII научно-практической конференции. Саратов, 2017. С. 192–193.
6. *Nasiri Zarandi R., Meshgin Kelk H., Toorani F., Farahmandzad H.* Comprehensive design of toroidally-wound limited angle torque motor // *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, 2011. Vol. 6, no. 1. Pp. 198–206.

7. *Guodong Y., Jibin Z., Yongxiang X., Yong L., Jianhui H., Qian W.* Torque Performance Improvement of a Radial-Flux Slotted Limited-Angle Torque Motor by Tapered Tooth-Tip // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2016. Vol. 26, № 7. Pp. 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2016.2594807
8. *Dolgih A.G., Martemyanov V.M.* Parameters of the torque motor tape winding // *International Siberian Conference on Control and Communication (SIBCON)*, Moscow, Russia, 2016. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491844
9. *Jagadeeshwaran, Ardhanari S., Padm, S., Vijay Shankar, Periyasamy V.M., and Selvakumar P.* Development of Limited Angle Brushless Torque Motor Control Drive for Scan Mirror Mechanism // *International Journal of Engineering and technology*, 2013. Vol. 5, № 5. Pp. 3907–3913. [https://www.researchgate.net/publication/290300677\\_Development\\_of\\_Limited\\_Angle\\_Brushless\\_Torque\\_Motor\\_Control\\_Drive\\_for\\_Scan\\_Mirror\\_Mechanism](https://www.researchgate.net/publication/290300677_Development_of_Limited_Angle_Brushless_Torque_Motor_Control_Drive_for_Scan_Mirror_Mechanism) (accessed March 1, 2022).
10. *Roohnavazfar M., Houshmand M., Nasiri Zarendi R., Mirsalim M.* Optimization of design parameters of a limited angle torque motor using analytical hierarchy process and axiomatic design theory // *Production & Manufacturing Research*. 2014. Vol. 2, № 1. Pp. 400–414. DOI: 10.1080/21693277.2014.904762
11. *Макаричев Ю.А., Иванников Ю.Н., Овсянников В.Н.* Исследование теплового состояния моментного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов // *Известия высших учебных заведений. Электромеханика*, 2019. Т. 62, № 4. С. 36–43. DOI: <http://dx.doi.org/10.17213/0136-3360-2019-4-36-43>
12. *Тамм И.Е.* Основы теории электричества. 10-е изд., испр. М.: Наука, 1989. 504 с.
13. *Копылов И.П.* Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1986. 360 с.
14. *Копылов И.П.* Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов. Под ред. И.П. Копылова. М.: Энергия, 1980. 496 с.
15. ГОСТ 21427.2-83. Сталь электротехническая холоднокатаная изотропная тонколистовая. Технические условия (с Изменениями N 1-5, с Поправкой). М.: ИПК Издательство стандартов, 1984. 10 с.
16. *Злочевский В.С.* Системы электроснабжения пассажирских самолетов. М.: Машиностроение, 1971. 376 с.
17. *Борисенко А.И.* Охлаждение промышленных электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1983. 296 с.
18. *Lienhard IV J.H., Lienhard V J.H.* A heat transfer textbook. Cambridge, Massachusetts, USA, 2001. 688 p.

*Статья поступила в редакцию 11 февраля 2022 г.*

# INVESTIGATION OF THERMAL FIELD OF THE LIMITED-ANGLE TORQUE MOTOR

*Yu.N. Ivannikov, V.N. Ovsyannikov\**

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: Yura\_ivannik@mail.ru, ovsyannikov0512@mail.ru

**Abstract.** *A limited-angle torque motor is the electrical motor which be used in applications with specific requirement of shaft torque. The particularities of work of torque motor are high stability of shaft torque within operating angle. This singularity is based on used of ring winding and smooth-core armature construction. That decrease torque ripple and increase accuracy of rotor position control. These key points do a torque motor required in applications of high accuracy angular stabilization. For example, they are vehicle-born equipments, actuating unit of robots, industrial manipulators and so on.*

*Used ring winding and smooth-core armature lead to increase non-magnetic gap and thereby to complication design of excitation system. Under such conditions for creation required gap flux density use rare-earth permanent magnets. Nd-based magnetic alloys achieved prevalent recently and often they use in electrical machines. Vital limitation these alloys are high temperature dependency that require calculation a temperature field at the stage of magnets choice. Moreover design of torque motor represents embedded system which have single shaft that decrease of backlash and single housing with actuating unit. For control of torque a torque motor have variable supply source which change out voltage by means of pulse-width modulation. Therefore calculation of temperature field with account for magnetic losses and eddy current loss in magnets caused by used pulse-width modulation, single housing is relevant objective for advance of characteristics of torque motor.*

*The paper presents results of numerical simulation of transient magnetic task and steady-state heat transfer task. Consequently decision of transient magnetic task was got quantity and distribution magnetic losses in the core and eddy current loss in permanent magnets of torque motor caused by pulse-width modulation. These results were used in the capacity of initial condition in task of steady-state heat transfer. As part of steady-state heat transfer task was specified influence magnetic losses and presence housing over temperature field. Steady-state heat transfer task was modeling in 2D and 3D statement. Through analysis and comparison of results 2D and 3D statement was got limitations of 2D statement in terms of concerned torque motor.*

**Keywords:** *torque motor, ring winding, non-magnetic gap, temperature field, added losses, magnetic losses, magnetic losses caused by pulse-width modulation, high-coercivity permanent magnets, direct drive, 3D simulation.*

## REFERENCES

1. *Ching-Chin Tsai, Shui-Chun Lin, Hsu-Chin Huang, Yu-Ming Cheng.* Design and control of brushless DC limited-angle torque motor with its applications to fuel control of small-scale gas turbine engines // *Mechatronics*, 2009. Vol. 19. Pp. 29–41.
2. *Ovsyannikov V.N.* Momentnyj dvigatel' s ogranichennym uglom povorota rotora: diss. ... kand. tekhn. nauk: 05.09.01. Samara: samar. gos. tekhn. un-t, 2014. 180 p.

---

\* *Yuri N. Ivannikov (PhD (Techn.)), Associate Professor.*  
*Vladimir N. Ovsyannikov (PhD (Techn.)), Associate Professor.*



3. GOST R 52956-2008. Materialy magnitotverdye spechennye na osnove splava neodim-zhelezobor. Klassifikatsiya. Osnovnye parametry. M.: Standartinform, 2008.
4. *McCallum R.W., Lewis L.H., Skomski R., Kramer M.J., Anderson I.E.* Practical aspect of modern and future permanent magnets. *Annu. Rev. Mater. Res.* 2014. 44:451-77. Pp. 451–477. DOI: 10.1146/annurev-matsci-070813-113457
5. *Ovsyannikov V.N., Levina G.Zh.* Optimizatsiya momentnykh dvigatelei s postoyannymi magnitami // *Aktual'nye problemy energetiki APK Materialy VIII nauchno-prakticheskoi konferentsii.* Saratov, 2017. Pp. 192–193.
6. *Nasiri Zarandi R., Meshgin Kelk H., Toorani F., Farahmandzad H.* Comprehensive design of toroidally-wound limited angle torque motor // *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, 2011. Vol. 6. № 1. Pp. 198–206.
7. *Guodong Y., Jibin Z., Yongxiang X., Yong L., Jianhui H., Qian W.* Torque Performance Improvement of a Radial-Flux Slotted Limited-Angle Torque Motor by Tapered Tooth-Tip // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity.* 2016. Vol. 26. № 7. Pp. 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2016.2594807
8. *Dolgih A.G., Martemyanov V.M.* Parameters of the torque motor tape winding // *International Siberian Conference on Control and Communication (SIBCON)*, Moscow, Russia, 2016. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491844
9. *Jagadeeshwaran, Ardhanari S., Padm S., Vijay Shankar, Periyasamy V.M., and Selvakumar P.* Development of Limited Angle Brushless Torque Motor Control Drive for Scan Mirror Mechanism // *International Journal of Engineering and technology*, 2013. Vol. 5, no. 5. Pp. 3907–3913. [https://www.researchgate.net/publication/290300677\\_Development\\_of\\_Limited\\_Angle\\_Brushless\\_Torque\\_Motor\\_Control\\_Drive\\_for\\_Scan\\_Mirror\\_Mechanism](https://www.researchgate.net/publication/290300677_Development_of_Limited_Angle_Brushless_Torque_Motor_Control_Drive_for_Scan_Mirror_Mechanism) (accessed March 1, 2022).
10. *Roohnavazfar M., Houshmand M., Nasiri Zarandi R., Mirsalim M.* Optimization of design parameters of a limited angle torque motor using analytical hierarchy process and axiomatic design theory // *Production & Manufacturing Research.* 2014. Vol. 2, № 1. Pp. 400–414. DOI: 10.1080/21693277.2014.904762
11. *Makarichev Yu.A., Ivannikov Yu.N., Ovsyannikov V.N.* Issledovanie teplovogo sostoyaniya momentnogo dvigatelya s vzbuzhdeniem ot postoyannykh magnetov // *Izvestiya vysshih uchebnykh zavedenij. Elektromekhanika*, 2019. V. 62, № 4. Pp. 36–43. DOI: <http://dx.doi.org/10.17213/0136-3360-2019-4-36-43>
12. *Tamm I.E.* Osnovy teorii elektrichestva. M.: Nauka, 1989. 504 p.
13. *Kopylov I.P.* Elektricheskie mashiny. M.: Energoatomizdat. 1986. 360 p.
14. *Kopylov I.P.* Proektirovanie elektricheskikh mashin. M.: Energiya. 1980. 496 p.
15. GOST 21427.2-83. Stal' elektrotekhnicheskaya holodnokatanaya izotropnaya tonkolistovaya. Tekhnicheskie usloviya (s Izmeneniyami N 1–5, s Popravkoj). M.: IPK Izdatel'stvo standartov, 1984. 10 p.
16. *Zlochevskii V.S.* Sistemy elektrosnabzheniya passazhirskikh samoletov. M.: Mashinostroenie, 1971. 376 p.
17. *Borisenko A.I.* Okhlazhdenie promyshlennykh elektricheskikh mashin. M.: Energoatomizdat, 1983. 296 p.
18. *Lienhard IV J.H., Lienhard V J.H.* A heat transfer textbook. Cambridge, Massachusetts, USA, 2001. 688 p.

УДК 621.313

## ЛИНЕЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ПРЕЦИЗИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

**Ю.А. Макаричев, Я.А. Ратцев\***

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: makarichev2801@mail.ru

**Аннотация.** *Линейные двигатели постоянного тока (ЛДПТ) с ограниченным ходом якоря находят применение в механизмах, осуществляющих возвратно-поступательное движение рабочего органа или стабилизацию его положения в следящих системах. Использование ЛДПТ вместо двигателей вращательного движения с преобразователем в виде кривошипно-шатунного механизма, винтовой пары или других подобных механических систем приводит к существенному упрощению кинематической схемы, повышению КПД и, как правило, повышению точности работы комплекса и его надежности.*

*Однако существует ряд проблем при создании ЛДПТ, которые сдерживают внедрение этих безусловно перспективных электрических машин в некоторых специфических областях применения. Так, линейные двигатели систем стабилизации и виброзащиты прецизионных оптических комплексов кроме заданного номинального усилия должны обладать стабильной силовой характеристикой во всем диапазоне рабочего хода якоря. Кроме этого, двигатель должен обладать высоким электромагнитным и электромеханическим быстродействием. Остаются актуальными для двигателей и минимальные массогабаритные характеристики.*

*В статье изложены некоторые вопросы конструктивных решений для ЛДПТ высокого быстродействия, а также методов их расчета и математического моделирования. Приведены результаты численного моделирования электромагнитного поля двигателя и на основе полученных данных определены его статические силовые характеристики.*

*Верификация теоретических положений проведена в ходе экспериментальных исследований двигателя, спроектированного и изготовленного на одном из специализированных предприятий индустриального партнера. Испытания показали хорошую сходимость расчетных и экспериментальных характеристик машины. Разработанный двигатель не имеет аналогов среди машин, предназначенных для указанных целей.*

**Ключевые слова:** *линейный двигатель, постоянные магниты, тяговая характеристика, магнитное поле.*

---

\* Юрий Александрович Макаричев, заведующий кафедрой «Электромеханика и автомобильное электрооборудование», доктор технических наук, профессор.  
Ярослав Алексеевич Ратцев, магистрант.

### Актуальность вопроса

Линейные электрические двигатели и генераторы находят применение в машинах и механизмах, где рабочий орган совершает возвратно-поступательное или линейное перемещение [1–8]. При этом за счет исключения из кинематической схемы промежуточного механизма преобразования вращательного движения в поступательное (кривошипно-шатунный механизм, передача винт-гайка и т. п.) удастся не только упростить весь комплекс, но и во многих случаях добиться существенного повышения КПД установки [2]. В настоящей статье авторы не рассматривают такой класс линейных электродвигателей, как двигатели линейных приводов транспортных средств [5]. Предметом исследования выступают линейные электрические машины возвратно-поступательного движения с ограниченным ходом якоря [3, 6]. Как и большинство электрических машин, линейные двигатели могут работать не только в качестве приводов механизмов, но и в качестве генераторов [8]. Линейные генераторы используются, например, в возобновляемых источниках энергии, построенных на использовании энергии волн [6]. Другой областью применения линейных генераторов является их использование в качестве основного преобразователя в двигателях Стирлинга и двигателях внутреннего сгорания со свободным поршнем [8, 9]. И хотя некоторые технические проблемы в этих машинах еще не нашли удовлетворительного решения, научные разработки в этом направлении ведутся во многих странах [9].

Свойство обратимости линейных электрических машин часто используется в комплексах, где допускается изменение режима работы с двигательного на генераторный, например в электромагнитных демпферах, которые являются частью активной подвески современных автомобилей, или систем стабилизации космических и авиационных систем [23]. К таким машинам предъявляется ряд специальных требований, основные из которых:

- стабильность усилия во всем диапазоне хода якоря;
- отсутствие гистерезисных явлений;
- недопустимость зубцовых (шаговых) пульсаций электромагнитной силы;
- отсутствие люфта;
- максимальное электромагнитное и электромеханическое быстродействие.

Этим требованиям отвечают далеко не всякие типы линейных двигателей. Так, шаговые линейные двигатели отличаются высоким значением удельного по массе электромагнитного усилия, но при этом усилие дискретно изменяется, хотя и с весьма малым шагом, что делает невозможным применение шаговых двигателей для прецизионных механизмов [14].

Асинхронные линейные двигатели хорошо зарекомендовали себя в приводах подачи металлообрабатывающих станков [3, 4, 10, 11, 23], но для работы в качестве электромагнитного демпфера мало пригодны из-за низкого электромагнитного быстродействия и большой инерционности подвижного элемента. Этими же недостатками отличается и индукторный тип линейных двигателей.

Лишенным перечисленных недостатков является линейный двигатель постоянного тока (ЛДПТ) с беспазовым (полым) якорем и возбуждением от постоянных магнитов (рис. 1). Этот тип машины отличает высокое электромагнитное быстродействие, обусловленное тем, что обмотка якоря находится не в пазах ферромагнитного сердечника, а непосредственно в воздушном зазоре. Поэтому собственная индуктивность якоря минимальна. Она почти на порядок меньше, чем в аналогичных двигателях с зубчатым якорем.

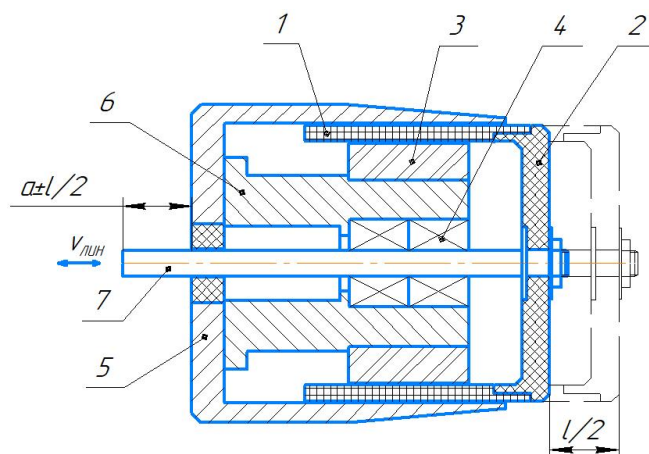


Рис. 1. Линейный двигатель постоянного тока с полым якорем: 1 – катушка полового якоря; 2 – основание катушки; 3 – постоянный магнит; 4 – шарикоподшипники линейного типа; 5 – наружный магнитопровод; 6 – внутренний магнитопровод; 7 – рабочий шток

Другим достоинством двигателя является малая масса и инерционность полового якоря: подвижный элемент не содержит массивного магнитопровода и состоит только из самой катушки и конструктивных элементов с малой массой. Этот факт значительно повышает электромеханическое быстродействие двигателя. Конкретные цифры приведены в конце статьи.

Беспазовая конструкция якоря исключает зубцовые пульсации электромагнитного усилия, так как обмотка якоря многослойная, состоящая из нескольких сотен относительно тонких витков.

Из недостатков двигателя следует отметить большую величину немагнитного зазора между внешним и внутренним статорами, которая включает не только два воздушных зазора, но и толщину обмоточного слоя якоря. Абсолютная величина немагнитного зазора для рассматриваемого двигателя превышает 4 мм. Это требует для получения приемлемого уровня индукции в зазоре мощной системы возбуждения. Очевидным решением проблемы является применение высокоэнергетических постоянных магнитов для индуктора. Таким требованиям отвечают магниты на основе Sm-Co или Nd-Fe-B. Причем самарий-кобальтовые магниты хотя и имеют меньшую коэрцитивную силу, но отличаются лучшей температурной стабильностью.

Перечисленные выше свойства линейного двигателя постоянного тока с полым якорем и возбуждением от постоянных магнитов позволили сделать однозначный выбор в пользу этого типа машины для использования его в качестве электромагнитного демпфера подавления вибраций прецизионной оптической платформы с функцией корректировки ее положения в пространстве в заданном диапазоне.

### Основы электромагнитного расчета

В научно-технических публикациях практически полностью отсутствуют методика и алгоритмы проектирования короткоходовых линейных двигателей с полым немагнитным якорем. Поэтому приведем основные соотношения для расчета

главных параметров машины, основанные на известных электромагнитных соотношениях из теории электрических машин и общей электротехники.

Допущения, принятые для предварительного расчета:

- характеристика размагничивания материала индуктора (сплав КС-37) линейная;

- рассеяние магнитного потока учитывается постоянным коэффициентом  $k_\sigma$ , величина которого не зависит от положения якоря;

- падение магнитного потенциала в стальных участках магнитопроводов учитывается постоянным коэффициентом  $k_\mu$ , не зависящим от реакции якоря;

- в электромагнитном взаимодействии участвуют только проводники, находящиеся непосредственно под полюсом.

Как показало дальнейшее численное моделирование магнитного поля, сделанные допущения не вносят значительных погрешностей в расчет.

Исходными параметрами при расчете являются, как правило, значения, определяемые техническим заданием: номинальное усилие  $F$ , Н; номинальное напряжение питания  $U$ , В; рабочий ход якоря  $l$ , м. Кроме этого в ТЗ могут быть ограничены габариты и потребляемая мощность двигателя.

Расчет начинается с определения величины магнитной индукции в рабочем зазоре

$$B_\delta = \frac{B_r}{k_\sigma + \frac{0.8 \cdot 10^6 \cdot B_r \cdot \delta \cdot k_\mu}{H_c \cdot h_m}}, \quad (1)$$

где  $B_r$  – остаточная индукция постоянного магнита, Тл;  $H_c$  – коэрцитивная сила, А/м;  $k_\sigma$  – коэффициент рассеяния магнитной системы;  $k_\mu$  – коэффициент насыщения магнитной цепи;  $\delta$  – полный немагнитный зазор, м;  $h_m$  – предварительное значение высоты магнита, м.

Кольцевые магниты с радиальной намагниченностью нестандартных размеров промышленностью не изготавливаются. Поэтому индуктор набирается из призматических магнитов, намагниченных по меньшей стороне. Количество и размеры плиток выбираются из предлагаемого сортамента по условиям размещения на наружном диаметре внутреннего магнитопровода. Для снижения величины технологического зазора магниты могут обрабатываться по радиусу внутренней стороны якорной катушки.

Магнитный поток машины, Вб:

$$\Phi = p_m \cdot B_\delta \cdot b_m \cdot l_m,$$

где  $p_m$  – количество магнитов, определяемое из условия размещения;  $b_m$  и  $l_m$  – ширина и длина магнитов, м.

В беспазовых машинах расчет диаметра провода обмотки полого якоря должен учитывать несколько ограничений. Во-первых, проводники якоря в одном слое должны располагаться рядом, с минимальными технологическими промежутками. Во-вторых, диаметр проводника детерминированно связан с номинальным усилием якоря при заданном магнитном потоке и напряжении питания. В-третьих, от диаметра провода зависит число слоев обмотки и величина высоты обмоточного слоя якоря. И, конечно, сечение проводника должно быть проверено на допустимую плотность тока и тепловой фактор:

$$d_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{4F \cdot L_k \cdot \rho_\theta \cdot D_{\text{ср}}}{U \cdot \Phi}}, \text{ м,}$$

$F$  – заданное усилие, Н;  $L_k$  – длина катушки якоря с учетом рабочего хода, м;  $\rho_\theta$  – удельное сопротивление материала обмотки, Ом·м;  $U$  – напряжение питания, В;  $D_{\text{ср}}$  – средний диаметр обмотки, м.

Из условия размещения проводников определяется число слоев обмотки якоря

$$N = \frac{h_{\text{ос}} \cdot k_{\text{зр}}}{d_{\text{из}}},$$

где  $h_{\text{ос}}$  – высота обмоточного слоя, м;  $k_{\text{зр}}$  – коэффициент заполнения медью радиальный;  $d_{\text{из}}$  – диаметр изолированного провода, м.

Активное сопротивление обмотки якоря определяется из полученных ранее величин:

$$R = \frac{L_k \cdot N \cdot k_{\text{зр}} \cdot \pi \cdot D_{\text{ср}} \cdot \rho_\theta}{d_{\text{из}} \cdot q}.$$

Расчет магнитной цепи и размеров магнитопроводов проводится по методике, традиционной для электрических машин, с особенностями, определяемыми конструкцией линейного двигателя.

#### **Численное моделирование магнитного поля двигателя**

Электромагнитный расчет основных параметров и геометрических размеров ЛДПТ содержит ряд упрощающих допущений, которые требуют проверки более точными методами расчета. Стандартом для таких уточнений в настоящее время общепризнан расчет магнитного поля методом конечных элементов (МКЭ). Для реализации метода существует ряд программных продуктов, прошедших проверку многочисленными практическими проектами, основанными на МКЭ. Авторы использовали для поверочного расчета программный комплекс ELCUT.

Магнитостатическая задача решалась в осесимметричной постановке при допущении, что геометрическая модель имеет центральную симметрию по оси двигателя  $z$ . Физические свойства блоков постоянны для любого радиус-вектора  $\mathbf{r}$  и не зависят от угловой координаты  $\varphi$ .

На рис. 2 представлена геометрическая модель ЛДПТ, имеющего следующие параметры, определенные техническим заданием:

- максимальное тяговое усилие 20 Н;
- напряжение питания 27 В;
- наружный диаметр машины 69 мм;
- рабочий ход якоря  $\pm 8$  мм;
- свободный ход якоря  $\pm 18$  мм;
- высота обмоточного слоя якоря 3,5 мм.

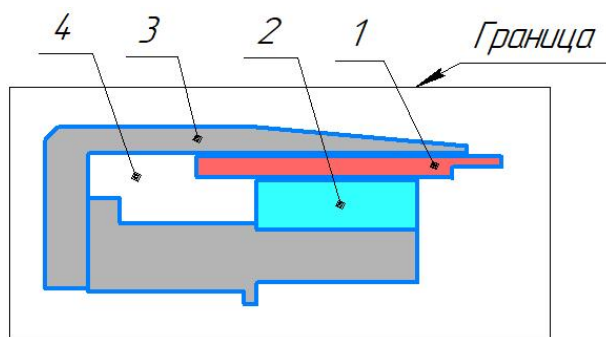


Рис. 2. Геометрическая модель ЛДПТ

На рис. 2 расчетные блоки имеют физические свойства, представленные в таблице.

#### Физические свойства блоков геометрической модели

№	Блок	Физические свойства	Источник поля
1	Катушка якоря	$\mu = 1$	$J_{cp}, A/m^2$
2	Магнит	$\mu = 1,02$	$H_c, A/m; B_r, Tл$
3	Магнитопровод	Нелинейный материал, $B = f(H)$	–
4	Воздух	$\mu = 1$	–

На ребре, определяющем границу расчета, задано граничное условие первого рода: равенство векторного магнитного потенциала нулю.

#### Результаты численного моделирования поля

Картина линий магнитной индукции, полученная по результатам численного решения осесимметричной магнитостатической задачи, представлена на рис. 3. Наибольшее насыщение наблюдается в спинке внутреннего магнитопровода. Здесь максимальная индукция достигает в некоторых точках 2,15 Тл, а средняя индукция в наиболее напряженном сечении составила 2,05 Тл. И хотя этот участок имеет малую протяженность (около 10 мм), его МДС составляет 170 А – почти 20 % от суммарной МДС стальных участков магнитопровода.

Из анализа картины поля можно найти узкие места магнитной системы и недоиспользованные участки.

Кроме представленных на рис. 3 результатов численного расчета поля при центральном положении якоря относительно магнитов была решена магнитостатическая задача для смещения якоря по оси  $z$  в пределах рабочего хода, определенного техническим заданием. Для рассматриваемого ЛДПТ рабочий ход составляет  $\pm 8$  мм. Для предельных и промежуточных смещений якоря были определены все интегральные и точечные параметры машины: индукции по блокам, напряженности, МДС и магнитные потенциалы по участкам цепи, мощность тепловыделения, индуктивность катушки и ее изменение при движении ротора.

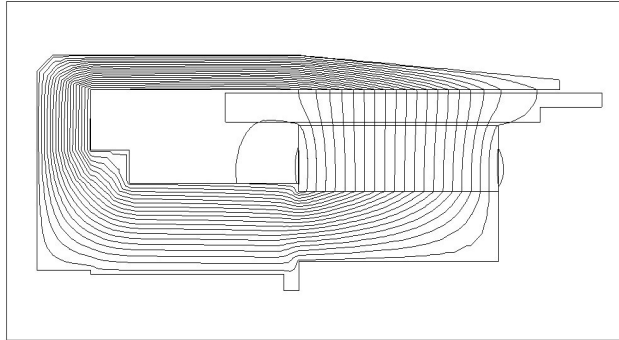


Рис. 3. Картина линий магнитной индукции при центральном положении якоря

Наибольший интерес представляет расчет пондеромоторной силы якоря в функции смещения. В аналитическом расчете учесть изменение основного потокосцепления и потоков рассеяния при движении якоря не представляется возможным из-за сложности реальной геометрии магнитной системы. Поэтому в аналитическом («инженерном») расчете значение пондеромоторной силы не зависит от положения якоря. На рис. 4 расчетному значению силы соответствует пунктирная горизонтальная прямая  $f_{\text{расч}}$ . В реальной машине несмотря на принятые конструктивные меры отклонения от постоянного значения силы, развиваемой якорем при движении, имеются. Это наглядно показывают результаты численного моделирования. На рис. 4 сплошная линия  $f_{\text{мод}}$  поднимается от значения 21,2 Н при максимальном отрицательном смещении до значения 23,9 Н при максимальном положительном смещении. Знать изменение значения силы при движении якоря необходимо, чтобы корректно определить параметры системы управления двигателем и при необходимости их корректировать.

На рис. 4 изображены точки  $f_{\text{эксп}}$ , полученные при испытании опытного образца двигателя.

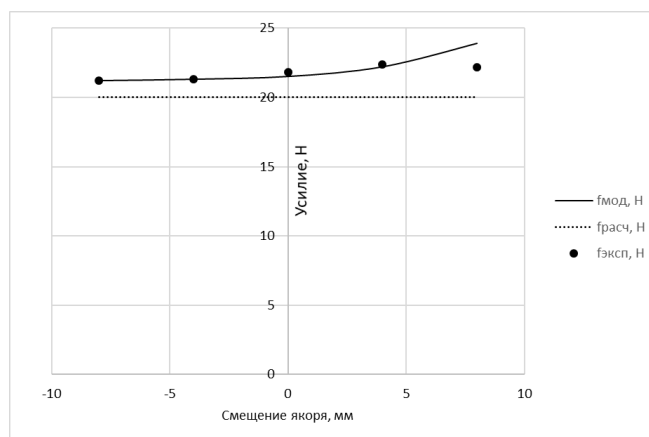


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные зависимости усилия от рабочего смещения якоря от центрального положения



Расхождение кривой, полученной аналитически, с результатами численного моделирования и экспериментальными данными составило в максимуме 19,5 и 11 % соответственно. Такие погрешности не могут быть признаны удовлетворительными. Основная причина, вызвавшая такое расхождение, – выбор значений коэффициентов в выражении (1), не имеющий достаточного обоснования. Если со значением коэффициента рассеяния

$$k_{\sigma} = \frac{\Phi_m}{\Phi_{\delta}},$$

принятым в аналитическом расчете и полученным при численном моделировании, расхождение составило всего 0,2 %, то задать точно на первом этапе проектирования значение коэффициента насыщения магнитной цепи не представляется возможным:

$$k_{\mu} = \frac{F_{\Sigma}}{F_{\delta}},$$

$F_{\Sigma}$  – суммарная МДС цепи;  $F_{\delta}$  – МДС воздушного зазора.

Расхождение между принятым значением  $k_{\mu} = 1,3$  и полученным при моделировании  $k_{\mu} = 1,59$  составило 18,2 %, что и вызвало расхождение итоговых результатов.

После корректировки значений коэффициентов, принятых априорно в ходе аналитического расчета, по результатам численного моделирования полученные силовые характеристики и другие расчетные параметры уложились в поле допуска  $\pm 2,5$  %, что для инженерного расчета вполне допустимо.

По результатам проведенного исследования был спроектирован, изготовлен и испытан линейный двигатель постоянного тока со следующими техническими характеристиками:

– номинальное усилие, Н	20
– рабочий ход якоря, мм	$\pm 8$
– напряжение питания, В	27
– ток при номинальном усилии, А	0,81
– наружный диаметр, мм	69
– длина в среднем положении якоря, мм	90
– потребляемая мощность при номинальном усилии, Вт	23
– масса, кг	1,8
– электромагнитная постоянная времени, мс	2,8.

Проведенные стендовые испытания и испытания на реальной нагрузке полностью подтвердили заявленные характеристики и параметры двигателя.

### Основные результаты и выводы

1. Для быстродействующих приводов линейного перемещения с повышенными требованиями по стабильности усилия и перемещения линейные двигатели постоянного тока с полым якорем имеют ряд преимуществ перед другими типами машин. Это малые значения электромагнитной постоянной обмотки якоря из-за ее незначительной индуктивности, а также малая инерционность якоря, в котором нет подвижного магнитопровода. Из-за отсутствия зубцов на якоре нет и соответствующих пульсаций при его перемещении.

2. Аналитический расчет линейного двигателя сопровождается априорным выбором многих значений расчетных коэффициентов и констант, что не позволяет на первом этапе получить удовлетворительные по точности результаты. Поэтому аналитический расчет должен в обязательном порядке дополняться численным моделированием электромагнитных процессов МКЭ. По результатам моделирования значения априорных величин корректируются и расчет уточняется.

3. Представленная методика была апробирована при разработке ЛДПТ для системы стабилизации оптико-механической системы. Результаты испытания двигателя подтвердили заявленные характеристики, а методика расчета была принята в качестве базовой для проектирования серии.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Баль В.Б., Геча В.Я., Гончаров В.И. и др.* Линейные электрические машины возвратно-поступательного действия – области применения // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. М.: Научно производственная корпорация «Космические системы мониторинга, информационно-управляющие и электромеханические комплексы» им. А.Г. Иосифьяна, 2015. Т. 149. С. 3–17.
2. *Серебренецкий П.П.* Линейные двигатели нового поколения // «Военмех» им. Д.Ф. Устинова. 2019. doi: [https://electroprivod.ru/linear\\_public.htm](https://electroprivod.ru/linear_public.htm)
3. Цилиндрический линейный двигатель – новый этап эволюции электроэрозионных станков. // doi: <https://www.abamet.ru/press/article/provolochno-vyreznye/tsilindricheskiy-lineynyy-dvigatel>
4. Линейные серводвигатели серии QUICKSHAFT // doi: <https://likemall.ru/hotaliexpress/i32960047091x42>
5. *Соколов М.М., Сорокин Л.К.* Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1979. 152 с.
6. Polinder Henk et al. Conventional and Tfpn Linear Generators for DirectDrive Wave Energy Conversion // Ieee transactions on energy conversion. 2005. Vol. 20. № 2.
7. *Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф., Шимчак П.* Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005. 431 с.
8. *Wisuwat Plodpradistha.* Study of Tubular Linear Induction Motor for Pneumatic Capsule Pipeline system. Ph.D. Dissertation, Department of electrical Engineering, University of Missouri-Columbia, May 2002.
9. *Henry Jr., Brandhorst W., Peter Jr., Chapman A.* New 5kW free-piston Stirling space converter developments // Science Direct, Acta Astronautica 63 (2008), 342–347 pp.
10. *Viet Nam Hoang,* Design of Single-Sided Linear Induction Motor, Bachelor of Electrical Engineering Project, School of Information Technology and electrical Engineering, University of Queensland, 2003.
11. *Вунна Шве.* Линейный асинхронный двигатель быстродействующих механизмов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. МЭИ технический университет, 2008. 19 с.
12. *Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Ларионов А.Н.* Электрические машины с постоянными магнитами. М.-Л.: Энергия, 1964. 480 с.
13. *Zubkov Yu.V., Makarichev Yu.A., Ivannikov Yu.N.* Comparison of surface-mounted permanent magnet and interior-mounted permanent magnet starters for gas turbine engines electrical start // International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems, 2019. doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8950010
14. *Исмагилов Ф.Р.* Электрические системы с высококоэрцитивными постоянными магнитами. М.: Машиностроение, 2014. 267 с.
15. *Кулон Ж.-Л., Сабоннадьер Ж.-К.* Метод конечных элементов и САПР: Пер. с франц. М.: Мир, 1989.
16. *Pirisi A., Gruosso G., Zich E.R.* Novel Modelling Design of 3ph Tubular PM Linear generator for Marine Applications / Politecnico di Milano. International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. doi: 10.1109/POWERENG.2009.4915209.
17. *Henry Jr., Brandhorst W., Peter Jr., Chapman A.* New 5kW free-piston Stirling space converter developments // Science Direct, Acta Astronautica 63 (2008), 342–347 pp.

18. *Dukhanin V.I.* Automotive reciprocating alternator. Design Analysis // International Scientific and Technical Conference of Automotive Engineer's Association "Motor Vehicle and Tractor Industry in Russia: Development Priorities and Manpower Training" Dedicated to the 145 / Anniversary of MGTU 'MAMI' [Moscow State University of Mechanical Engineering]. Nov. 17, 2010.
19. *Иванова И.А.* Исследование и разработка магнитоэлектрического линейного генератора для преобразования энергии морских волн // Дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2006.
20. *Lee Seungho and Kim Won-Jong.* Active Suspension Control with Direct-Drive Tubular Linear Brushless Permanent-Magnet Motor – 2009 // American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA, 2009, June 10–12.
21. *Kosaka Hidemasa at al.* Development of Free Piston Engine Linear Generator System Part 1 – Investigation of Fundamental Characteristics // SAE International, 2014.
22. *Нейман Л.А.* Линейные синхронные электромагнитные машины для низкочастотных ударных технологий: Дис. ... докт. техн. наук. НГТУ, 2018. 400 с.
23. *Нугуманов Р.Р.* Совершенствование привода жерновой мельницы применением плоского линейного асинхронного двигателя: Дис. ... канд. техн. наук. Уфа. 2016. 125 с.
24. *Слободзян Н.С.* Прецизионное управление линейным приводом механизма с параллельной структурой космического применения: Дис. ... канд. техн. наук. – СПб., 2021. 166 с.

*Статья поступила в редакцию 30 апреля 2022 г.*

# DC LINEAR MOTOR FOR STABILIZATION SYSTEM OF PRECISION OBJECTS

*Yu.A. Makarichev, Ya.A. Ratcev\**

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: makarichev2801@mail.ru

**Abstract.** *Linear DC motors (LDPT) with a limited armature stroke are used in mechanisms that reciprocate the working body or stabilize its position in servo systems. The use of LDPT instead of rotary motion motors with a converter in the form of a crank mechanism, a screw pair or other similar mechanical systems leads to a significant simplification of the kinematic scheme, an increase in efficiency and, as a rule, an increase in the accuracy of the complex and its reliability.*

*However, there are a number of problems in the creation of LDPT, which hinder the introduction of these certainly promising electrical machines in some specific areas of application. So, linear motors of stabilization and vibration protection systems of precision optical systems, in addition to providing a given nominal force, must have a stable power characteristic over the entire range of the armature stroke. In addition, the motor must have high electromagnetic and electromechanical speed. Remain relevant for engines and minimal weight and size characteristics.*

*The article presents some issues of constructive solutions for high-speed LDPT, as well as methods for their calculation and mathematical modeling. The results of numerical simulation of the electromagnetic field of the engine are presented and, based on the data obtained, its static power characteristics are determined.*

*Verification of theoretical positions was carried out in the course of experimental research of an engine designed and manufactured at one of the specialized enterprises of an industrial partner. Tests showed good convergence of the calculated and experimental characteristics of the machine. The developed engine has no analogues among machines designed for these purposes.*

**Keywords:** *Linear motor, permanent magnets, traction characteristic, magnetic field.*

## REFERENCES

1. *Bal V.B., Gecha V.Ya., Goncharov V.I. et al. Linear electrical machines of reciprocating action – areas of application // Problems of Electromechanics. Proceedings of VNIIEM. M.: Scientific and production corporation "Space monitoring systems, information-control and electromechanical complexes" named after A.G. Iosifyan, v. 149, 2015. Pp. 3–17.*
2. *Serebrenitsky P.P. Linear motors of a new generation // Voennmekh im. D.F. Ustinov. 2019, doi: [https://electroprivod.ru/linear\\_public.htm](https://electroprivod.ru/linear_public.htm)*
3. *Cylindrical linear motor – a new stage in the evolution of EDM machines // doi: <https://www.abamet.ru/press/article/provolochno-vyreznye/tsilindricheskiy-lineynyy-dvigatel>*
4. *Linear servomotors of the QUICKSHAFT series // doi: <https://likemall.ru/hotaliexpress/i32960047091x42>*
5. *Sokolov M.M., Sorokin L.K. Electric drive with linear asynchronous motors. M.: Energy, 1979. 152 p.*
6. *Polinder Henk et al. Conventional and Tfpn Linear Generators for DirectDrive Wave Energy Conversion // Ieee transactions on energy conversion. 2005. Vol. 20. № 2.*

---

\* *Yury A. Makarichev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.  
Yaroslav A. Ratcev, Postgraduate student/*

7. *Sarapulov F.N., Sarapulov S.F. and Shimchak P.* Mathematical models of linear induction machines based on equivalent circuits. Ekaterinburg: GOU VPO USTU-UPI, 2005. 431 p.
8. *Wisuwat Plodpradistha.* Study of Tubular Linear Induction Motor for Pneumatic Capsule Pipeline system. Ph.D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, University of Missouri-Columbia, May 2002.
9. *Henry Jr., Brandhorst W., Peter Jr., Chapman A.* New 5kW free-piston Stirling space converter developments // Science Direct, Acta Astronautica 63 (2008), 342–347 pp.
10. *Viet Nam Hoang.* Design of Single-Sided Linear Induction Motor, Bachelor of Electrical Engineering Project, School of Information Technology and electrical Engineering, University of Queensland, 2003.
11. *Wunna Shwe.* Linear asynchronous motor of high-speed mechanisms. Abstract of diss. for the competition uch. degree cand. those sciences. MPEI Technical University, 2008. 19 p.
12. *Balagurov V.A., Galteev F.F., Larionov A.N.* Electric machines with permanent magnets. M.–L.: Energia Publishing House, 1964. 480 p.
13. *Zubkov Yu.V., Makarichev Yu.A., Ivannikov Yu.N.* Comparison of surface-mounted permanent magnet and interior-mounted permanent magnet starters for gas turbine engines electrical start // International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems, 2019. doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8950010
14. *Ismagilov F.R.* Electrical systems with high-coercivity permanent magnets. M.: Mashinostroenie, 2014. 267 p.
15. *Coulomb J.-L., Sabonnadière J.-C.* Finite element method and CAD: Per. from French M.: Mir, 1989.
16. *Pirisi A., Gruosso G., Zich E.R.* Novel Modeling Design of 3ph Tubular PM Linear generator for Marine Applications / Politecnico di Milano.
17. *Henry Jr., Brandhorst W., Peter Jr., Chapman A.* New 5kW free-piston Stirling space converter developments // Science Direct, Acta Astronautica 63 (2008), 342–347 pp.
18. *Dukhanin V.I.* Automotive reciprocating alternator. Design Analysis // International Scientific and Technical Conference of Automotive Engineer’s Association “Motor Vehicle and Tractor Industry in Russia: Development Priorities and Manpower Training” Dedicated to the 145 / Anniversary of MGTU ‘MAMI’ [Moscow State University of Mechanical Engineering]. Nov. 17, 2010.
19. *Ivanova I.A.* Research and development of a magnetoelectric linear generator for converting the energy of sea waves, Diss. for the competition step. cand. tech. Sciences. St. Petersburg, 2006.
20. *Lee Seungho and Kim Won-Jong.* Active Suspension Control with Direct-Drive Tubular Linear Brushless Permanent-Magnet Motor – 2009 // American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA, 2009, June 10–12.
21. *Kosaka Hidemasa at al.* Development of Free Piston Engine Linear Generator System Part 1 – Investigation of Fundamental Characteristics // SAE International, 2014.
22. *Neiman L.A.* Linear synchronous electromagnetic machines for low-frequency impact technologies // Diss. for the competition step. the doctors. tech. Sciences. NSTU. 2018. 400 p.
23. *Nugumanov R.R.* Improving the drive of a stone mill using a flat linear asynchronous motor // Diss. for the competition step. cand. tech. Sciences. Ufa. 2016. 125 p.
24. *Slobodzyan N.S.* Precise control of a linear drive of a mechanism with a parallel structure for space applications Diss. for the competition step. cand. tech. Sciences. St. Petersburg, 2021. 166 p.

УДК 621.3.078

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С УЧЕТОМ РАЗНЫХ ПЕРИОДОВ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В РЕГУЛЯТОРАХ

*Д.Ю. Рокало\**

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: a.p.cs@yandex.ru

**Аннотация.** В статье рассматривается цифровой следящий электропривод переменного тока, структурное построение которого отличается от традиционных систем подчиненного регулирования. Приведена структурная схема электропривода при переходе к дискретным передаточным функциям. Определены передаточные функции цифровых регуляторов с учетом предполагаемого алгоритма их работы. Приведена расчетная модель для программы «Matlab Simulink» позволяющая построить график переходного процесса по управляющему воздействию в разработанном цифровом следящем электроприводе переменного тока при реализации регуляторов на программируемой логике с учетом разных периодов дискретизации. Получены передаточные функции асинхронного электродвигателя совместно с силовым преобразователем и экстраполятором нулевого порядка. Найдена дискретная передаточная функция замкнутого следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах. Натурные эксперименты проводились в экспериментальной установке на базе поворотного стола модели СК36-1202, оснащенного синхронным двигателем 1FK70605AF71 с частотным преобразователем Simovert Masterdrives Motion Control. Производится сравнение результатов компьютерного моделирования с натурными экспериментами.

**Ключевые слова:** следящий электропривод, асинхронный электродвигатель, синхронный двигатель, дискретная передаточная функция, экстраполятор нулевого порядка.

Необходимым направлением разработки быстродействующих следящих электроприводов с асинхронными исполнительными двигателями является поиск новых способов их структурного построения. При этом необходимо помнить, что техническая реализация всех современных электроприводов осуществляется на базе специализированных цифровых микроконтроллеров. Поэтому актуальной является разработка математических моделей новых следящих электроприводов, учитывающих цифровой характер передачи управляющих воздействий.

Цель данной статьи заключается в создании математической модели цифрового следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах.

---

\* Даниил Юрьевич Рокало, доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика», кандидат технических наук.

Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока приведена на рис. 1 [1–3]. Данный принцип построения следящего электропривода применим как с асинхронным, так и с синхронным исполнительным двигателем.

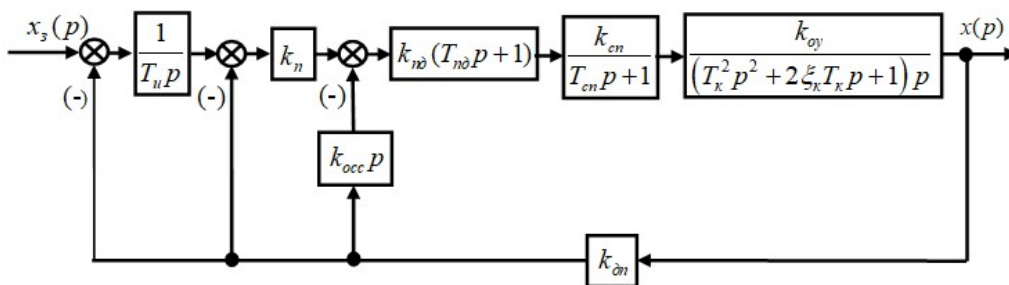


Рис. 1. Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока

Передаточная функция объекта управления представлена интегрально-колебательным звеном

$$W_{oy}(p) = \frac{k_{oy}}{(T_k^2 p^2 + 2\xi_k T_k p + 1)p}, \quad (1)$$

где  $k_{oy}$  – коэффициент передачи объекта;  $T_k$  – постоянная времени колебательной составляющей;  $\xi_k$  – коэффициент демпфирования;  $p$  – комплексная переменная. Тут необходимо отметить, что передаточная функция соответствует синхронной машине, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока (или вентильного двигателя), и асинхронному двигателю при скалярном частотном управлении.

Передаточная функция преобразователя частоты представляет собой аperiодическое звено

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn}p + 1}, \quad (2)$$

где  $k_{cn}$  – коэффициент передачи преобразователя частоты;  $T_{cn}$  – постоянная времени преобразователя частоты.

Датчик положения представлен безынерционным звеном  $k_{дп}$ .

Следящий электропривод имеет контур скорости и два контура положения. Для организации обратной связи по скорости выходной сигнал датчика положения дифференцируется с помощью звена с передаточной функцией

$$W_{occ}(p) = k_{occ}p, \quad (3)$$

где  $k_{occ}$  – коэффициент передачи преобразователя частоты.

В контуре скорости применен пропорционально-дифференциальный регулятор

$$W_{нд}(p) = k_{нд}(T_{нд}p + 1), \quad (4)$$

где  $k_{пд}$  – коэффициент передачи ПД-регулятора;  $T_{пд}$  – постоянная времени ПД-регулятора.

Во внутреннем контуре положения используется пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи  $k_{сн}$ . Во внешнем контуре положения применен интегральный регулятор с передаточной функцией

$$W_{и}(p) = \frac{1}{T_{и}p}, \quad (5)$$

где  $T_{и}$  – постоянная времени регулятора.

Структурное построение на рис. 1 соответствует следящему электроприводу с синхронным исполнительным двигателем [1]. Также все регуляторы (за исключением регуляторов тока) данного электропривода совпадают с регуляторами оригинального асинхронного следящего электропривода с векторным управлением [4, 5]. Отсюда следует, что можно воспользоваться разработанными методиками синтеза регуляторов [1, 2, 6]. Отличительная особенность данной методики синтеза рассматриваемого следящего электропривода заключается в том, что она позволяет выбрать параметры регуляторов такими, чтобы их можно было реализовать средствами цифровой техники, например цифрового интегрального регулятора [12]. Для скалярного управления асинхронным двигателем можно использовать модулятор [7]. Для синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе можно использовать устройство, формирующее трапецеидальное напряжение в функции угла поворота ротора [8].

Структурная схема следящего электропривода переменного тока при переходе к дискретным передаточным функциям приведена на рис. 2, где  $W_0(z)$  – дискретная передаточная функция непрерывной части с учетом экстраполятора нулевого порядка. В непрерывную часть входят силовой преобразователь, электродвигатель и исполнительный механизм. Силовой преобразователь выполняет одновременно функцию экстраполятора, запоминает цифровой код  $N_{пд}$  с выхода пропорционально-дифференциального регулятора на период  $T$ .

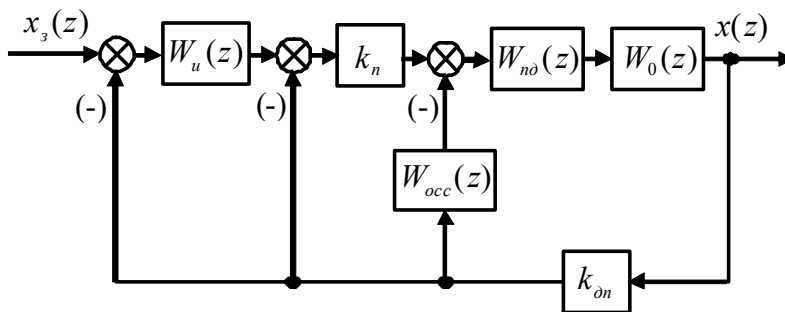


Рис. 2. Структурная схема разрабатываемого цифрового следящего электропривода переменного тока при переходе к дискретным передаточным функциям

Дискретная передаточная функция непрерывной части с учетом экстраполятора нулевого порядка [9]



$$W_0(z) = \frac{x(z)}{N_{\text{нд}}(z)} = k_{\text{сн}} k_{\text{оу}} \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{p^2 (T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)} \right\}, \quad (6)$$

где  $z = e^{pT}$  – комплексная переменная;  $T$  – период дискретизации по времени, причем  $T = T_{\text{сн}}$ .

Так как непрерывная часть представляет собой интегрально-колебательное звено, то дискретная передаточная функция (6) будет иметь следующий вид [10]:

$$W_0(z) = \frac{x(z)}{N_{\text{нд}}(z)} = k_{\text{сн}} k_{\text{оу}} \frac{az^2 + bz + c}{(z-1)(z^2 - 2zd \cos \beta T + d^2)}, \quad (7)$$

где  $a = T - 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} (1 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T$ ;  $d = e^{-\frac{\xi_{\kappa} T}{T_{\kappa}}}$ ;  $\beta = \frac{\sqrt{1 - \xi_{\kappa}^2}}{T_{\kappa}}$ ;

$$b = 2 \left[ \xi_{\kappa} T_{\kappa} (1 - d^2) + \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T - Td \cos \beta T \right];$$

$$c = Td^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} (d^2 - d \cos \beta T) - \frac{1 - 2\xi_{\kappa}^2}{\beta} d \sin \beta T.$$

Если предположить, что период дискретизации при вычислении производной в пропорционально-дифференциальном регуляторе в  $m_1$  раз больше  $T$ , то дискретная передаточная функция пропорционально-дифференциального регулятора будет иметь следующий вид:

$$W_{\text{нд}}(z) = \frac{k_{\text{нд}} (T_{\text{нд}} + m_1 T) z^{m_1} - k_{\text{нд}} T_{\text{нд}}}{m_1 T z^{m_1}}. \quad (8)$$

Увеличение периода дискретизации необходимо для уменьшения коэффициента при первой разности.

Передаточная функция регулятора второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи

$$W_n(z) = k_n. \quad (9)$$

Дискретная передаточная функция интегрального регулятора:

$$W_{\text{и}}(z) = \frac{Tz}{T_{\text{и}}(z-1)}. \quad (10)$$

Дискретная передаточная функция звена обратной связи:

$$W_{\text{occ}}(z) = \frac{k_{\text{occ}} (z^{m_2} - 1)}{m_2 T z^{m_2}}. \quad (11)$$

Следовательно, с учетом вышеприведенных формул (7), (8), (11) дискретная передаточная функции внутреннего контура будет равна

$$\begin{aligned} W_1(z) &= \frac{x(z)}{N_{\text{нд}}(z)} = \frac{W_{\text{нд}}(z)W_0(z)}{1 + W_{\text{нд}}(z)W_0(z)W_{\text{occ}}(z)k_{\text{он}}} = \\ &= \frac{B_{01}z^{m_1+m_2+2} + B_{11}z^{m_1+m_2+1} + B_{21}z^{m_1+m_2} + B_{31}z^{m_2+2} + B_{41}z^{m_2+1} + B_{51}z^{m_2}}{z^{m_1+m_2+3} + A_{11}z^{m_1+m_2+2} + A_{21}z^{m_1+m_2+1} + A_{31}z^{m_1+m_2} + A_{41}z^{m_1+2} + A_{51}z^{m_1+1} + \\ &\quad + A_{61}z^{m_1} + A_{71}z^{m_2+2} + A_{81}z^{m_2+1} + A_{91}z^{m_2} + A_{101}z^2 + A_{111}z + A_{121}} \end{aligned}, \quad (12)$$

где  $B_{01} = \frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}a(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1T}$ ;  $B_{11} = \frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}b(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1T}$ ;

$B_{21} = \frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}c(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1T}$ ;  $B_{31} = -\frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}aT_{\text{нд}}}{m_1T}$ ;  $B_{41} = -\frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}bT_{\text{нд}}}{m_1T}$ ;

$B_{51} = -\frac{k_{\text{нд}}k_{\text{сн}}k_{\text{оу}}cT_{\text{нд}}}{m_1T}$ ;  $A_{11} = \frac{k_1a(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2} - 2d \cos \beta T - 1$ ;

$A_{21} = \frac{k_1b(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2} + 2d \cos \beta T + d^2$ ;  $A_{31} = \frac{k_1c(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2} - d^2$ ;

$A_{41} = -\frac{k_1a(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{51} = -\frac{k_1b(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{61} = -\frac{k_1c(T_{\text{нд}} + m_1T)}{m_1m_2T^2}$ ;

$A_{71} = -\frac{k_1aT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{81} = -\frac{k_1bT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{91} = -\frac{k_1cT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{101} = \frac{k_1aT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ ;  $A_{111} = \frac{k_1bT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ ;

$A_{121} = \frac{k_1cT_{\text{нд}}}{m_1m_2T^2}$ .

Тогда дискретная передаточная функция второго контура будет иметь вид

$$W_2(z) = \frac{x(z)}{N_n(z)} = \frac{k_n W_1(z)}{1 + k_n W_1(z) k_{\text{дн}}} =$$

$$= \frac{B_{02}z^{m_1+m_2+2} + B_{12}z^{m_1+m_2+1} + B_{22}z^{m_1+m_2} + B_{32}z^{m_2+2} + B_{42}z^{m_2+1} + B_{52}z^{m_2}}{z^{m_1+m_2+3} + A_{12}z^{m_1+m_2+2} + A_{22}z^{m_1+m_2+1} + A_{32}z^{m_1+m_2} + A_{42}z^{m_1+2} + A_{52}z^{m_1+1} +$$

$$+ A_{62}z^{m_1} + A_{72}z^{m_2+2} + A_{82}z^{m_2+1} + A_{92}z^{m_2} + A_{102}z^2 + A_{112}z + A_{122}}, \quad (13)$$

где  $B_{02} = k_n B_{01}$ ;  $B_{12} = k_n B_{11}$ ;  $B_{22} = k_n B_{21}$ ;  $B_{32} = k_n B_{31}$ ;  $B_{42} = k_n B_{41}$ ;  $B_{52} = k_n B_{51}$ ;

$A_{12} = A_{11} + k_n k_{\text{дн}} B_{01}$ ;  $A_{22} = A_{21} + k_n k_{\text{дн}} B_{11}$ ;  $A_{32} = A_{31} + k_n k_{\text{дн}} B_{21}$ ;  $A_{42} = A_{41}$ ;  $A_{52} = A_{51}$ ;

$A_{62} = A_{61}$ ;  $A_{72} = A_{71} + k_n k_{\text{дн}} B_{31}$ ;  $A_{82} = A_{81} + k_n k_{\text{дн}} B_{41}$ ;  $A_{92} = A_{91} + k_n k_{\text{дн}} B_{51}$ ;  $A_{102} = A_{101}$ ;

$A_{112} = A_{111}$ ;  $A_{122} = A_{121}$ .

Дискретная передаточная функция всего замкнутого следящего электропривода с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования будет иметь вид

$$W_3^{m_1 m_2}(z) = \frac{x(z)}{x_3 z} = \frac{W_u(z) W_2(z)}{1 + W_u(z) W_2(z) k_{\text{дн}}} =$$

$$= \frac{B_{03}z^{m_1+m_2+3} + B_{13}z^{m_1+m_2+2} + B_{23}z^{m_1+m_2+1} + B_{33}z^{m_2+3} + B_{43}z^{m_2+2} + B_{53}z^{m_2+1}}{z^{m_1+m_2+4} + A_{13}z^{m_1+m_2+3} + A_{23}z^{m_1+m_2+2} + A_{33}z^{m_1+m_2+1} + A_{43}z^{m_1+3} + A_{53}z^{m_1+m_2} + A_{63}z^{m_1+2} +$$

$$+ A_{73}z^{m_1+1} + A_{83}z^{m_2+3} + A_{93}z^{m_2+2} + A_{103}z^{m_2+1} + A_{113}z^{m_2+1} + A_{123}z^3 + A_{133}z^{m_2} + A_{143}z^2 +$$

$$+ A_{153}z + A_{163}}, \quad (14)$$

где  $B_{03} = \frac{TB_{02}}{T_{\text{и}}}$ ;  $B_{13} = \frac{TB_{12}}{T_{\text{и}}}$ ;  $B_{23} = \frac{TB_{22}}{T_{\text{и}}}$ ;  $B_{33} = \frac{TB_{32}}{T_{\text{и}}}$ ;  $B_{43} = \frac{TB_{42}}{T_{\text{и}}}$ ;  $B_{53} = \frac{TB_{52}}{T_{\text{и}}}$ ;

$$\begin{aligned}
A_{13} &= A_{12} - 1 + \frac{k_{\text{дп}} TB_{02}}{T_{\text{и}}}; & A_{23} &= A_{22} - A_{12} + \frac{k_{\text{дп}} TB_{12}}{T_{\text{и}}}; & A_{33} &= A_{32} - A_{22} + \frac{k_{\text{дп}} TB_{22}}{T_{\text{и}}}; & A_{43} &= A_{42}; \\
A_{53} &= -A_{32}; & A_{63} &= A_{52} - A_{42}; & A_{73} &= A_{62} - A_{52}; & A_{83} &= A_{72} + \frac{k_{\text{он}} TB_{32}}{T_{\text{и}}}; & A_{93} &= -A_{62}; \\
A_{103} &= A_{82} - A_{72} + \frac{k_{\text{дп}} TB_{42}}{T_{\text{и}}}; & A_{113} &= A_{92} + \frac{k_{\text{дп}} TB_{52}}{T_{\text{и}}}; & A_{123} &= A_{102}; & A_{133} &= -A_{92}; \\
A_{143} &= A_{112} - A_{102}; & A_{153} &= A_{122} - A_{112}; & A_{163} &= -A_{122}.
\end{aligned}$$

По передаточной функции (14) можно сказать, что разработанный цифровой следящий электропривод переменного тока имеет характеристический полином, порядок которого зависит от величин  $m_1$  и  $m_2$ .

Для оценки адекватности полученных формул (12)–(14) зададимся конкретными значениями  $m_1 = 4$  и  $m_2 = 2$ . Тогда дискретную передаточную функцию замкнутого электропривода переменного тока (14) можно записать следующим образом:

$$W_3^{42}(z) = \frac{B_{04}z^9 + B_{14}z^8 + B_{24}z^7 + B_{44}z^5 + B_{54}z^4 + B_{64}z^3}{z^{10} + A_{14}z^9 + A_{24}z^8 + A_{34}z^7 + A_{44}z^6 + A_{54}z^5 + A_{64}z^4 + A_{74}z^3 + A_{84}z^2 + A_{94}z + A_{104}}, \quad (15)$$

где  $B_{04} = B_{03}$ ;  $B_{14} = B_{13}$ ;  $B_{24} = B_{23}$ ;  $B_{44} = B_{33}$ ;  $B_{54} = B_{43}$ ;  $B_{64} = B_{53}$ ;  $A_{14} = A_{13}$ ;  $A_{24} = A_{23}$ ;  $A_{34} = A_{33} + A_{43}$ ;  $A_{44} = A_{53} + A_{63}$ ;  $A_{54} = A_{73} + A_{83}$ ;  $A_{64} = A_{93} + A_{103}$ ;  $A_{74} = A_{113} + A_{123}$ ;  $A_{84} = A_{113} + A_{143}$ ;  $A_{94} = A_{153}$ ;  $A_{104} = A_{163}$ .

В соответствии с разработанной методикой синтеза [1] и вышеприведенным алгоритмом можно рассчитать параметры регуляторов следящего электропривода поворотного стола модели СК36-1202, оснащенного синхронным двигателем 1FK70605AF71. В этом случае объект управления (электродвигатель с исполнительным механизмом) характеризуется следующими параметрами:  $k_{\text{оу}} = 1540$  дискрет/Вс;  $T_k = 0,0099$  с;  $\xi_k = 0,4829$  [1]. Предположим, что силовой преобразователь имеет коэффициент передачи  $k_{\text{ен}} = 0,0067$  В/дискрет и датчик положения –  $k_{\text{дп}} = 1$  [1, 13]. Тогда необходимые настройки регуляторов рассматриваемого электропривода при периоде дискретизации  $T = T_{\text{ен}} = 0,000395$  с будут следующими:  $T_{\text{и}} = 0,01264$  с;  $k_{\text{н}} = 4$ ;  $k_{\text{нд}} = 2$ ;  $T_{\text{нд}} = 0,1011$  с;  $k_{\text{оц}} = 0,01264$  с. Выбор величины такого периода дискретизации не случаен, так как в этом случае  $\frac{T}{T_{\text{и}}} = 0,03125 = \frac{1}{32}$  и реализация на программируемой логике необходимой посто-

янной времени интегрального регулятора обеспечивается сдвигом вправо на 4 двоичных разряда относительно разрядов сигнала.

С учетом данных параметров регуляторов рассчитаем коэффициенты дискретной передаточной функции:

$$\begin{aligned}
W_3^{42}(z) &= \frac{1,739914 \cdot 10^{-5} z^9 + 6,892572 \cdot 10^{-5} z^8 + 1,706711 \cdot 10^{-5} z^7 -}{z^{10} - 3,9578358601 z^9 + 5,8917859841 z^8 - 3,8955416463 z^7 +} \cdot (16) \\
&+ 0,9528724215 z^6 + 3,8797465 \cdot 10^{-3} z^5 - 6,0006699 \cdot 10^{-3} z^4 + \\
&+ 0,0103457176 z^3 + 9,1826332 \cdot 10^{-3} z^2 - 6,5357616 \cdot 10^{-3} z - 2,1509741 \cdot 10^{-3}
\end{aligned}$$

Расчетная модель для программы Matlab Simulink, построенная по формуле (16), позволяет построить график переходного процесса по управляющему воздействию в разработанном цифровом следящем электроприводе переменного тока при реализации регуляторов на программируемой логике с учетом разных периодов дискретизации (рис. 3). По графику определено время переходного процесса (время входа в двухпроцентную зону отклонений от установившегося значения), которое составило  $t_m = 0,0387$  с.

Сравним величину времени переходного процесса, полученную по передаточной функции (16), с результатами моделирования в программной среде Matlab Simulink совокупности цифровых регуляторов, непрерывной части (силового преобразователя, двигателя и исполнительного механизма), экстраполятора и датчика положения с соответствующими связями. Расчетная модель такого представления рассматриваемого следящего электропривода, переменного тока приведена на рис. 4.

На расчетной модели дискретная передаточная функция цифрового интегрального регулятора (10) имеет следующие численные значения:

$$W_n(z) = \frac{Tz}{T_n z - 1} = \frac{0,000395z}{0,01264z - 0,01264}.$$

ПД-регулятор представлен передаточной функцией (8)

$$W_{пд}(z) = \frac{k_{пд}(T_{пд} + m_1 T)z^{m_1} - k_{пд}T_{пд}}{m_1 T z^{m_1}} = \frac{0,20536z^4 - 0,2022}{0,00158z^4}.$$

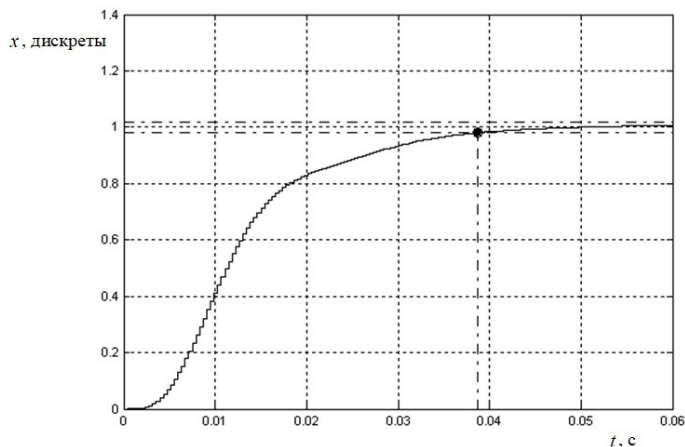


Рис. 3. График переходного процесса, построенный по дискретной передаточной функции (16)

Дифференциальное звено в цепи обратной связи внутреннего контура имеет дискретную передаточную функцию (11)

$$W_{occ}(z) = \frac{k_{occ}(z^{m_2} - 1)}{m_2 T z^{m_2}} = \frac{0,01264z^2 - 0,01264}{0,00079z^2}.$$

Передаточная функция совокупности электродвигателя и исполнительного механизма, входящая в непрерывную часть электропривода, равна (1)

$$W_{oy}(p) = \frac{k_{oy}}{(T_k^2 + 2\xi_k T_k p + 1)p} = \frac{1540}{9,720141 \cdot 10^{-5} p^3 + 9,521771 \cdot 10^{-3} p^2 + p}.$$

Силовой преобразователь представлен безынерционным звеном с коэффициентом передачи  $k_{сн} = 0,0067$  и экстраполятором нулевого порядка.

С помощью данной расчетной модели (рис. 4) построен график переходного процесса по управляющему воздействию в следящем электроприводе переменного тока с синхронным исполнительным электродвигателем (рис. 5). Время переходного процесса составило  $t_m = 0,0403$  с. Расхождение с аналогичным результатом, полученным по формуле (16), не превышает 4 %. Значит, можно считать, что математическая модель разработанного цифрового следящего электропривода переменного тока в виде дискретных передаточных функций (12)–(15) с учетом разных периодов дискретизации в регуляторах адекватна реальным процессам, протекающим при работе электропривода

Это подтверждается и моделированием непрерывного прототипа следящего электропривода (рис. 6). График переходного процесса (рис. 7) показывает, что время переходного процесса в непрерывном прототипе равно  $t_m = 0,0391$  с, что даже ближе к результату, полученному с помощью передаточной функции (16).

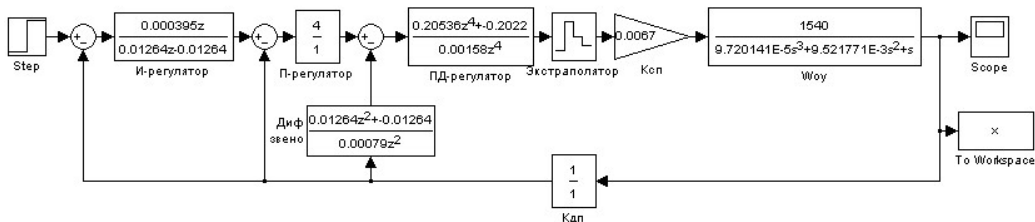


Рис. 4. Расчетная модель разработанного следящего электропривода в виде совокупности дискретных передаточных функций регуляторов и непрерывной части с экстраполятором с учетом разных периодов дискретизации

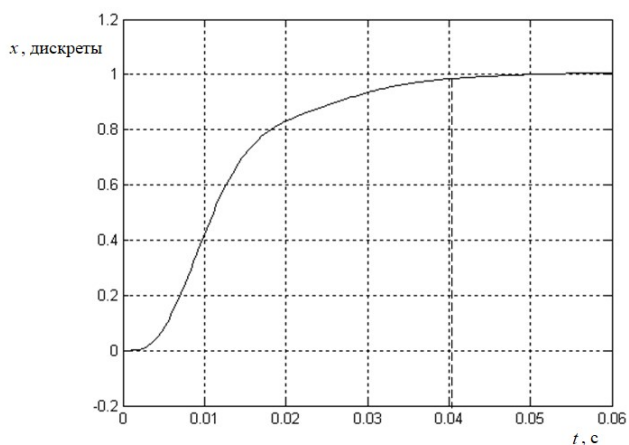


Рис. 5. График переходного процесса, построенный с помощью расчетной модели, представленной на рис. 5

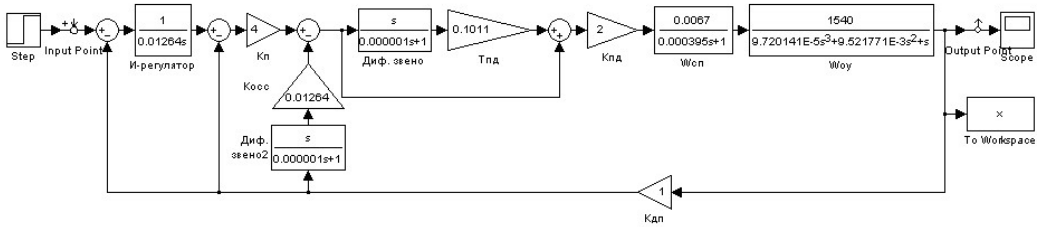


Рис. 6. Расчетная модель непрерывного прототипа следящего электропривода переменного тока

Адекватность разработанной математической модели цифрового электропривода подтверждает также тот факт, что при  $m_1 = m_2 = 1$  дискретная передаточная функция (14) принимает вид, полностью совпадающий с результатом в работах [1, 14, 15]:

$$W_3^{11}(z) = \frac{x(z)}{x_3 z} = \frac{W_u(z)W_2(z)}{1 + W_u(z)W_2(z)k_{\text{дп}}} = \frac{B_{05}z^5 + B_{15}z^4 + B_{25}z^3 + B_{35}z^2}{z^6 + A_{15}z^5 + A_{25}z^4 + A_{35}z^3 + A_{45}z^2 + A_{53}z + A_{65}},$$

где  $B_{05} = B_{03}$ ;  $B_{15} = B_{13} + B_{33}$ ;  $B_{25} = B_{23} + B_{43}$ ;  $B_{35} = B_{53}$ ;  $A_{15} = A_{13}$ ;  $A_{25} = A_{23} + A_{43} + A_{83}$ ;  $A_{35} = A_{33} + A_{63} + A_{103} + A_{123}$ ;  $A_{45} = A_{53} + A_{73} + A_{113} + A_{143}$ ;  $A_{55} = A_{93} + A_{113} + A_{153}$ ;  $A_{65} = A_{163}$ .

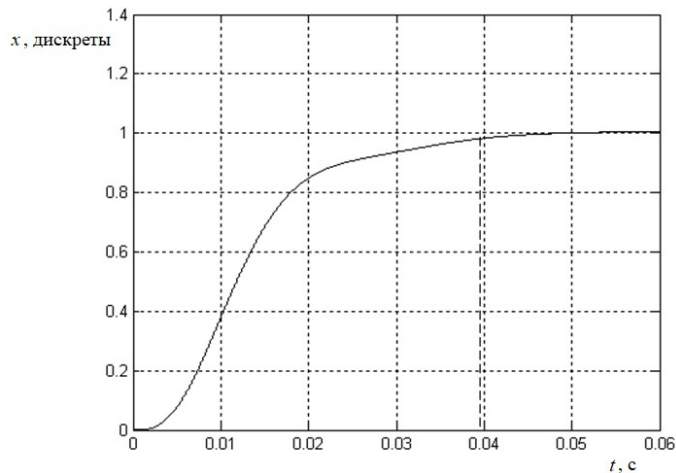


Рис. 7. График переходного процесса, построенный по расчетной модели непрерывного прототипа следящего электропривода переменного тока

Работоспособность разработанного следящего электропривода переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования проверялась с помощью натурального эксперимента. Экспериментальная установка [1] на базе частотного преобразователя Simovert Masterdrives Motion Control позволяет реализовать следящий электропривод переменного тока с композицией регуляторов, приведенных на рис. 1. Регуляторы и связи между ними формируются с помощью свободных функциональных блоков и ВІСО-технологии программирования [13].

В свободных функциональных блоках преобразователя частоты Simovert Masterdrives Motion Control можно назначать разные периоды дискретизации, кратные периоду коммутации силовых транзисторов. Период дискретизации каждого свободного функционального блока может быть выбран из ряда: 0,0004 с, 0,0008 с, 0,0016 с, 0,0032 с и так далее. Это позволяет реализовать электропривод переменного тока с разными периодами дискретизации отдельных составляющих закона регулирования, зафиксировать график переходного процесса и сравнить с результатами компьютерного моделирования.

Тут необходимо отметить, что параметры регуляторов, приведенные выше, рассчитывались для этой экспериментальной установки. Отличие лишь в том, что при расчетах период дискретизации взят равным 0,000395, так как проще реализовать пропорционально-дифференциальный регулятор на программируемой логике. Минимальное значение в экспериментальной установке можно сделать только 0,0004 с, так как оно зависит от совокупности используемых свободных функциональных блоков и стандартных регуляторов системы векторного управления.

В связи с этим при проведении эксперимента были приняты  $m_1 = 2$  и  $m_2 = 1$ , то есть выработка выходного сигнала пропорционально-дифференциального регулятора осуществлялась с периодом 0,0016 с, а выработка выходного сигнала интегрального регулятора и дифференцирующего звена в цепи обратной связи внутреннего контура – 0,0008 с.

График переходного процесса в следящем электроприводе переменного тока фиксировался с помощью цифрового осциллографа (рис. 8). Время переходного процесса при проведении эксперимента составило 0,061 с.

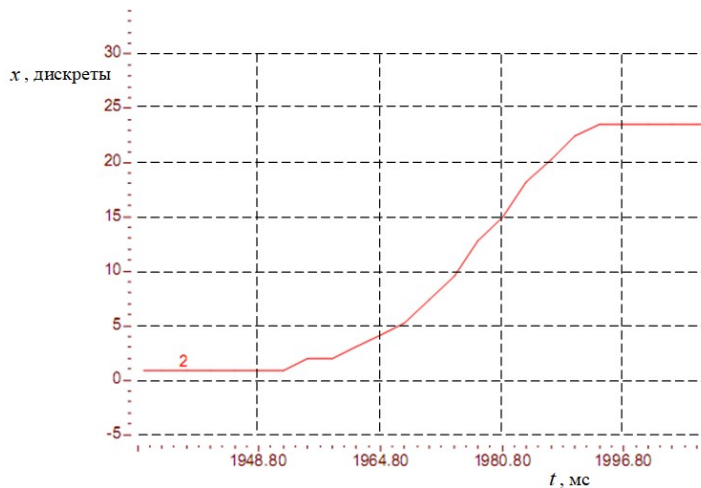


Рис. 8. Экспериментальный график переходного процесса в следящем электроприводе переменного тока

Для того чтобы сравнить результаты эксперимента с результатами компьютерного моделирования, нужно найти дискретную передаточную функцию рассматриваемого электропривода при  $m_1 = 2$  и  $m_2 = 1$ . Она в соответствии с формулой (14) примет вид

$$W_3^{21}(z) = \frac{B_{05}z^6 + B_{15}z^5 + B_{25}z^4 + B_{35}z^3 + B_{45}z^2}{z^7 + A_{15}z^6 + A_{25}z^5 + A_{35}z^4 + A_{45}z^3 + A_{55}z^2 + A_{65}z + A_{75}}, \quad (17)$$

где  $B_{05} = B_{03}$ ;  $B_{15} = B_{13}$ ;  $B_{25} = B_{23} + B_{33}$ ;  $B_{35} = B_{43}$ ;  $B_{45} = B_{53}$ ;  $A_{15} = A_{13}$ ;  $A_{25} = A_{23}$ ;  $A_{35} = A_{33} + A_{43} + A_{63} + A_{83}$ ;  $A_{45} = A_{53} + A_{73} + A_{103} + A_{123}$ ;  $A_{55} = A_{93} + A_{113} + A_{143}$ ;  $A_{64} = A_{93} + A_{103}$ ;  $A_{65} = A_{133} + A_{153}$ ;  $A_{75} = A_{163}$ .

При выбранных параметрах регуляторов передаточная функция примет следующие числовые значения:

$$W_3^{21}(z) = \frac{2,756748 \cdot 10^{-4} z^6 + 1,081431 \cdot 10^{-3} z^5 - 6,179759 \cdot 10^{-6} z^4 - 1,06479 \cdot 10^{-3} z^3 - 2,611714 \cdot 10^{-4} z^2}{z^7 - 3,8973711398z^6 + 5,8131264082z^5 - 3,9099363785z^4 + 0,9096795226z^3 + 0,1317794181z^2 - 0,0305378937z - 0,0167149727}. \quad (18)$$

При моделировании отработки управляющего воздействия электроприводом по передаточной функции (18) время переходного процесса составило 0,0395 с (рис. 9).

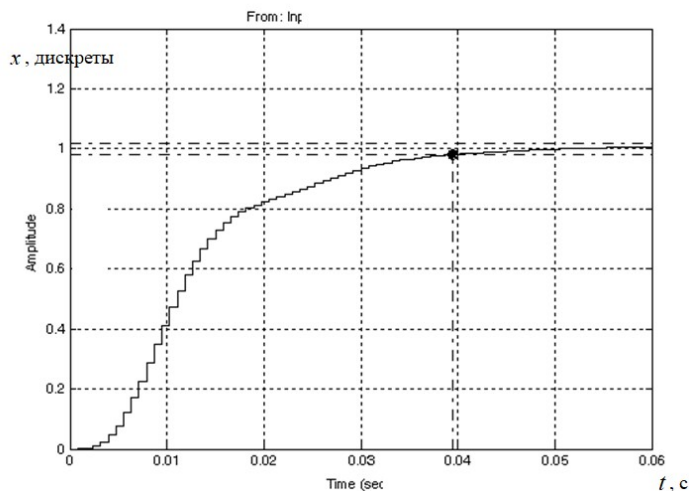


Рис. 9. График переходного процесса, построенный по дискретной передаточной функции (18)

Различие, наблюдаемое в величине времени переходного процесса, можно объяснить тем, что задатчик в экспериментальной установке не позволяет изменять входное воздействие на 23 дискреты скачком. При моделировании в программной среде Matlab Simulink рассматриваемого электропривода в виде дискретной передаточной функции (18) с задающим воздействием, изменяющимся во времени от 0 до 23 дискрет, показано, что выходная координата входит в зону  $\pm 1$  дискрета от заданной величины за 0,06 с (рис. 10).



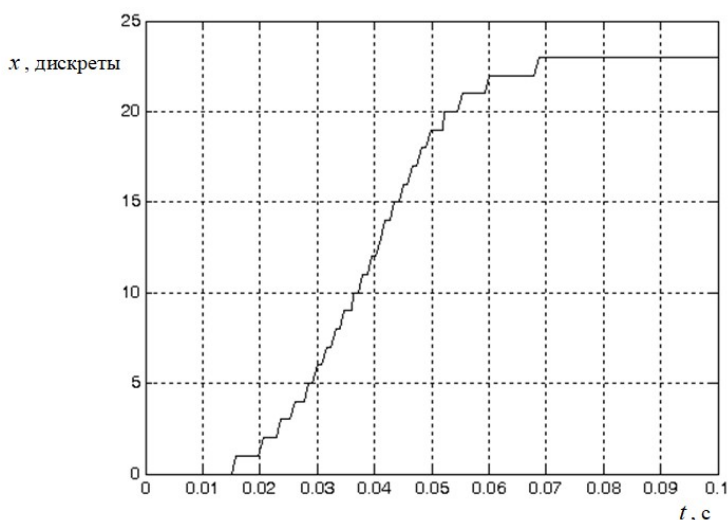


Рис. 10. Результаты компьютерного моделирования электропривода в виде дискретной передаточной функции (18) с заданным воздействием, изменяющимся во времени

Так как расхождение результатов компьютерного моделирования с результатами натурального эксперимента не превышает 1,64 %, можно утверждать, что разработанная математическая модель следящего электропривода переменного тока с учетом разных периодов дискретизации отдельных составляющих закона регулирования адекватна реальным процессам, протекающим в электроприводе.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук. Самара: СамГТУ, 2016. 179 с.
2. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2012. № 4 (36). С. 173–181.
3. Starikov A.V., Lisin S.L., Rokalo D.Yu. Increasing of the Response Speed of the Rotary Table Servo Drive // International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), IEEE Xplore, 2019. Pp. 1–5.
4. Патент России № 2580823, МПК H02P21/00, H02P27/06, G05B11/36. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем. А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова. Оpubл. 10.04.2016. Бюл. № 34.
5. Стариков А.В., Джабасова Д.Н. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2014. № 5. С. 72–75.
6. Стариков А.В., Джабасова Д.Н., Рокало Д.Ю. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с асинхронным двигателем // Сб. научн. журн. «Globus» по материалам XXIV междунар. научн. конф. «Технические науки – от теории к практике». СПб.: Globus, 2016. С. 89–94.
7. Патент России № 2844070, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для преобразования частоты. С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, А.В. Стариков. Оpubл. 07.02.2018. Бюл. № 4.
8. Патент России № 2517423, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для управления синхронным электродвигателем. А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Л.Я. Макаровский. Оpubл. 27.05.2014. Бюл. № 15.
9. Стариков А.В., Джабасова Д.Н., Рокало Д.Ю. Математическая модель цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2016. № 2 (50). С. 162–168.

10. *Лысов В.Е., Лысов М.С., Стариков А.В.* Дискретная математическая модель цифровой системы управления поворотным столом // Станки и инструменты. 2010. № 4. С. 8–12.
11. *Рокало Д.Ю.* Быстродействующий следящий электропривод переменного тока с трапецеидальным фазным напряжением: дис. ... канд. техн. наук. Самара: СамГТУ, 2019. 135 с.
12. Патент России № 2725410, МПК H02P23/04, G05B11/01. Цифровой интегральный регулятор. С.Л. Лисин, А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало. Опубл. 02.07.2020. Бюл. № 19.
13. Simovert Masterdrives Motion Control: Compendium. Germany: Siemens AG, 2006. 1498 p.
14. *Лисин С.Л., Стариков А.В.* Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем // Вестник СамГТУ. Серия: Технические науки. 2013. № 1 (37). С. 203–208.
15. *Стариков А.В., Лисин С.Л., Арефьев В.А., Джабасова Д.Н.* Новые технические решения в современных следящих электроприводах. Самара: СамГТУ, 2018. 93 с.

*Статья поступила в редакцию 24 марта 2022 г.*

# MATHEMATICAL MODEL OF A DIGITAL AC SERVO DRIVE WITH DIFFERENT DISCRETIZATION PERIODS IN REGULATORS TAKING INTO ACCOUNT

**D.Yu. Rokalo**\*

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

E-mail: a.p.cs@yandex.ru

**Abstract.** *The article deals with a digital AC servo drive, the structural construction of which differs from traditional slave control systems. The block diagram of the electric drive is given in the transition to discrete transfer functions. The transfer functions of digital controllers are determined taking into account the proposed algorithm for their operation. A computational model for the program "Matlab Simulink" is presented, which allows to plot the transient process for the control action in the developed digital AC servo drive when implementing controllers on programmable logic, taking into account different sampling periods. The transfer functions of an asynchronous electric motor together with a power converter and a zero-order extrapolator are obtained. A discrete transfer function of a closed-loop servo drive is found, taking into account different sampling periods in controllers. Field experiments were carried out in an experimental setup based on a SK36-1202 turntable equipped with a 1FK70605AF71 synchronous motor with a Simovert Master-drives Motion Control frequency converter. The results of computer simulation are compared with natural experiments.*

**Keywords:** *servo drive, synchronous motor, discrete transfer function, zero order hold device.*

## REFERENCES

1. *Lisin S.L.* Structural and parametric synthesis of a high-speed servo electric drive with a synchronous executive motor: Dis. ... cand. tech. sciences. Samara: SamSTU, 2016. 179 p.
2. *Lisin S.L.* Increasing of Speed Response of the Servo Drive with the Synchronous Motor // Bulletin of the Samara State Technical University. Series «Engineering Science». Vol. 4 (36), 2012. Pp. 173 – 181.
3. *Starikov A.V., Lisin S.L., Rokalo D.Yu.* Increasing of the Response Speed of the Rotary Table Servo // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), IEEE Xplore, 2019. Pp. 1 – 5.
4. *Starikov A.V., Dzhabasova D.N.* A servo drive with an asynchronous actuator. Patent of Russia No. 2580823. Date of publication: 10.04.2016. Bull. No. 34.
5. *Starikov A.V., Dzhabasova D.N.* Follow-up electric drive with asynchronous actuator // News of higher educational institutions "Electromechanics", No. 5. 2014. Pp. 72 – 75.
6. *Starikov A.V., Dzhabasova D.N., Rokalo D.Yu.* Algorithm for calculating the parameters of regulators of a servo drive with an asynchronous motor // Collection of publications of the scientific journal "Globus" based on the materials of the XXIV international scientific conference: "Technical sciences - from theory to practice" in St. Petersburg: a collection of articles. St. Petersburg: Scientific journal "Globus", 2016. Pp. 89 – 94.
7. *Lisin S.L., Rokalo D.Yu., Starikov A.V.* Digital modulator for frequency conversion. Patent of Russia No. 2844070. Date of publication: 07.02.2018, Bull. No 4.

---

\* *Daniil Yu. Rokalo (PhD (Techn.))*

8. *Starikov A.V., Lisin S.L., Makarovskiy L.Ya.* Digital modulator for synchronous motor control. Patent of Russia No. 2517423. Date of publication: 27.05.2014. Bull. No 15.
9. *Starikov A.V., Dzhabasova D.N., Rokalo D.Yu.* Mathematical model of a digital servo drive with an asynchronous actuator // Bulletin of the Samara State Technical University. Series "Technical Sciences". No. 2 (50). 2016. Pp. 162 – 168.
10. *Lysov V. E., Lysov M. S., Starikov A. V.* Discrete mathematical model of a digital rotary table control system // Machine tools and tools, No. 4, 2010. Pp. 8 – 12.
11. *Rokalo D.Yu.* High-speed AC servo drive with trapezoidal phase voltage: Dis. ... cand. tech. sciences. Samara: SamSTU, 2019. 135 p.
12. *Lisin S.L., Starikov A.V., Rokalo D.Yu.* Digital integral regulator. Patent of Russia No 2725410. Date of publication: 02.07.2020, Bull. No 19.
13. *Simovert Masterdrives Motion Control: Compendium.* Germany: Siemens AG, 2006. 1498 p.
14. *Lisin S.L., Starikov A.V.* Discrete mathematical model of a digital servo electric drive with a syn-chronous executive motor // Bulletin of the Samara State Technical University. Series "Technical Sciences". 2013. No.1 (37). Pp. 203 – 208.
15. *Starikov A.V., Lisin S.L., Aref'yev V.A., Dzhabasov D.N.* New technical solutions in modern servo drives. Samara: Samara State Technical University, 2018. 93 p.

УДК 621.313.392

## АНАЛИЗ СХЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ПИТАНИЯ ФАЗ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ПРИВОДОВ

**В.Ю. Смачный\***

Ростовский государственный университет путей сообщения  
Россия, 344038, г. Ростов-на-Дону,  
пл. Ростовского Стрелкового Полка Народного Ополчения, 2

E-mail: smachney87@mail.ru

**Аннотация.** *Вентильно-индукторный привод (ВИП) является перспективным электромеханическим преобразователем энергии. Он имеет простую конструкцию активной части, надежен в работе, технологичен в изготовлении, обладает высокими энергетическими показателями. Важным элементом ВИП является преобразователь, который регулирует ток фазы. Производительность, размер и стоимость ВИП во многом зависят от выбранного типа и мощности преобразователя.*

*В статье проведен анализ существующих топологий преобразователей ВИП, характеристик и особенностей работ преобразователей, реализованных по этим топологиям, приведены классификации топологий преобразователей.*

*Предложена новая одноключевая топология преобразователя, содержащая 2 независимых гальванически развязанных источника постоянного напряжения, 2 конденсатора, диод, полупроводниковый ключ и статорную обмотку фазы вентильно-индукторного двигателя (ВИД), разделенную на 2 полуобмотки. Анализ характеристик показал, что предлагаемая схема обладает всеми достоинствами, необходимыми современному преобразователю ВИП: может быть применена для ВИП с любым количеством фаз; обеспечивает независимое управление фазами; позволяет реализовать 3 основных алгоритма работы преобразователя – возможность формирования всех трех контуров напряжения: положительного, отрицательного, сохранения энергии.*

*Определена основная область применения преобразователя с новой топологией – это электроприводы механизмов, для которых помимо энергоэффективности актуальны и задачи обеспечения их надежной работы, а также снижения стоимости применяемых на практике технических решений. Повышение надежности достигается за счет возможности осуществить полное резервирование всех компонентов каждой фазы, включая источники питания, при создании электромагнитного момента на валу; снижение стоимости достигается за счет применения одного ключевого элемента на фазу.*

**Ключевые слова:** *вентильно-индукторный привод, топология преобразователя, схмотехническое решение, классификация преобразователей, полупроводниковый ключ, обмотка фазы, диод, источник, контур, индуктивность обмотки, потокосцепление, угол поворота ротора, ток фазы, электромагнитный момент, одноключевой преобразователь.*

---

\* Владислав Юрьевич Смачный, начальник отдела трудоустройства и мониторинга карьеры центра развития карьеры РГУПС, ассистент кафедры «Технология металлов».

Вентильно-индукторные электроприводы (ВИП) находят все большее применение в качестве регулируемых энергоэффективных и надежных электроприводов различной мощности [1–4]. ВИП состоит из электрической машины (ВИМ), преобразователя, блока управления и датчика положения ротора. ВИМ является конструктивно самой простой из известных электрических машин, что предопределяет ее высокую надежность. В конструкции ВИМ отсутствуют такие проблемные узлы и материалы, как коллектор, щетки, скользящие контакты, постоянные магниты. По энергоэффективности эти машины превосходят все другие, за исключением машин с высококоэрцитивными постоянными магнитами в пределах (1–2 % КПД). Преобразователи ВИП имеют преимущества перед преобразователями других видов регулируемых приводов. Например, они требуют однопроводного тока для работы во всех 4 квадрантах, что уменьшает необходимое количество полупроводниковых ключей, однако при этом увеличивается количество вариантов схем питания. Также ВИП имеет особенности использования энергии, запасенной в контуре в процессе электромеханического преобразования [5, 6]. Эта энергия должна быть выведена из обмотки, иначе это приведет к появлению тормозящего момента на следующем такте коммутации и к снижению КПД привода. Система управления ВИП может реализовывать 4 алгоритма работы преобразователя: режим положительного контура, при котором происходит преобразование электрической энергии в механическую; режим нулевого контура, при котором обмотка отключена от источника, а энергия, запасенная в ней, циркулирует по замкнутому контуру и рассеивается на внутреннем сопротивлении элементов; контур сохранения энергии, при котором энергия, запасенная в обмотке, переходит в конденсатор или источник, размагничивая фазу, и может быть использована в дальнейшем; режим отрицательного контура, при котором происходит форсированное размагничивание обмотки обратным током.

Рассмотрим основные схемы преобразователей ВИП.

Наиболее распространенная в настоящее время классификация преобразователей ВИП основывается на подсчете количества полупроводниковых ключей на фазу –  $q$ ,  $(q+1)$ ,  $1,5q$  и  $2q$  ключей, где  $q$  – количество фаз ВИМ. Данная классификация разработана Миллером в 1990 г. [8–11].

### **Одноключевые преобразователи ( $q$ ключей на $q$ фаз)**

**Преобразователь с рассеивающим энергию резистором** (рис. 1, а). Режимы работы: открывается ключ  $V_{T1}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ ; ключ  $V_{T1}$  закрывается – нулевой контур – цепь фаза 1 – диод  $V_D$  – резистор  $R$  – фаза 1. Значение сопротивления резистора  $R$  определяется исходя из напряжения переключения и мощности, которую необходимо рассеять. Конденсатор  $C$  представляет собой демпферный конденсатор, который уменьшает всплеск напряжения во время переходного процесса.

Преимущества преобразователя – наибольшая простота схемы, наименьшая стоимость; недостатки – невозможность реализовать контуры сохранения энергии и отрицательный; не обеспечивается независимая работа фаз; потери в резисторе, что снижает КПД ВИП; значительное время рассеивания энергии.

**Преобразователь с бифилярной обмоткой.** Каждая фаза ВИМ состоит из двух обмоток: первичной и вторичной (рис. 1, б). Первичная обмотка соединяется со вторичной так, чтобы ток в них протекал в противоположных направлениях, позволяя использовать магнитную энергию одной обмотки для рассеивания энер-

гии в другой. Режимы работы: открывается ключ  $V_{T1}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ ; ключ  $V_{T1}$  закрывается, фаза 1 разряжается, возвращая энергию в источник через магнитосвязанную с ней вторичную обмотку – контур сохранения энергии – цепь фаза 1' – источник  $E$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1'. Включение следующей фазы невозможно, пока предыдущая фаза находится в процессе размагничивания.

Преимущества преобразователя – малое количество ключей, возможность быстро размагничивать фазу во время коммутации, возможность реализовать контур сохранения энергии. Недостатки – не обеспечивает независимую работу фаз; отсутствует возможность формирования нулевого и отрицательного контуров напряжения; необходимость применения бифилярной обмотки, что увеличивает объем и массу ВИД, снижает удельные показатели; магнитосвязь между обмотками не обеспечивает полную симметрию, что вызывает всплески напряжения во время выключения, высокие пульсации тока и крутящего момента; через ключи во время коммутации фаз протекает двойной ток [12].

**Преобразователь с разделением звена постоянного тока** имеет 1 ключ и 1 диод на фазу, разработан учеными университета Лидса (Англия) (рис. 1, в). Напряжение на ключах и диодах этого преобразователя равно напряжению источника, напряжение фазы – половина напряжения источника. Режимы работы: открывается ключ  $V_{T1}$  – положительный контур напряжения – цепь конденсатор  $C_1$  –  $V_{T1}$  – фаза 1 – конденсатор  $C_1$ ; ключ  $V_{T1}$  закрывается – контур сохранения энергии – цепь фаза 1 – конденсатор  $C_2$  – диод  $V_{D2}$  – фаза 1, конденсатор  $C_2$  заряжается, фаза 1 размагничивается. Аналогично работают и другие фазы.

Преимущества преобразователя – простая топология, быстрое размагничивание фазы после коммутации, реализованы контуры сохранения энергии и отрицательный. Недостатки – необходима полная симметрия элементов схемы, т. к. дисбаланс в любой фазе приведет к дисбалансу другой фазы, подключенной к ней; фазы не могут работать независимо, уменьшая гибкость управления ВИП; необходимо четное количество фаз; невозможность формирования нулевого контура напряжения; пониженное в 2 раза напряжение на фазе.

**Преобразователи с одним ключом и двумя диодами на фазу** ( $q$  ключей и  $2q$  диодов на  $q$  фаз) делятся на 2 типа: **со смежной работой фаз** (рис. 1, з) и **с независимой работой фаз** (рис. 1, д).

Рассмотрим работу схемы преобразователя с 1 ключом, 2 диодами и со смежной работой фаз [8, 13]: открыты ключи  $V_{T1}$  и  $V_{T4}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T4}$  – фаза 1 – диод  $V_{D5}$  – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ ; ключ  $V_{T4}$  открыт, ключ  $V_{T1}$  закрыт – нулевой контур – цепь фаза 1 – диод  $V_{D5}$  – диод  $V_{D1}$  – ключ  $V_{T4}$  – фаза 1; ключи  $V_{T1}$ ,  $V_{T4}$  закрываются – контуры сохранения энергии и отрицательный – цепь фаза 1 – диод  $V_{D5}$  – диод  $V_{D1}$  – источник  $E$  – диод  $V_{D4}$  – фаза 1. Для активации фазы 2 необходимо открыть ключи  $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$  (цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T2}$  – фаза 2 – диод  $V_{D6}$  – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ ), следовательно, невозможно обеспечить одновременно режим нулевого контура для фазы 1 и положительного контура для фазы 2, что является недостатком данной топологии преобразователя. Кроме того, данная топология допускает высокие значения токов на ключе и требует четного числа фаз машины.

Рассмотрим работу схемы преобразователя с 1 ключом, 2 диодами на фазу и независимой работой фаз: открыт ключ  $V_{T1}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – диод  $V_{D3}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ ; ключ  $V_{T1}$  отключают;

энергия, запасенная в обмотке фазы 1, через диод  $V_{D4}$  поступает на положительно заряженную обкладку конденсатора  $C_3$  (отрицательно заряженная обмотка конденсатора  $C_3$  подключена к минусу источника  $E$ ), заряжая ее выше напряжения источника  $E$ . ЭДС, наведенная в фазе 1, может в 2 раза превышать напряжение источника  $E$ . Энергия, сохраненная в конденсаторе  $C_3$ , используется для подмагничивания фазы 3 во время ее работы; т. к. напряжение конденсатора будет больше напряжения источника  $E$ , это позволит ускорить нарастание тока на фазе 3 и повысить эффективность ВИМ. Остальные фазы работают аналогично: энергия фазы 2 используется для подмагничивания фазы 1, фазы 3 – для фазы 2.

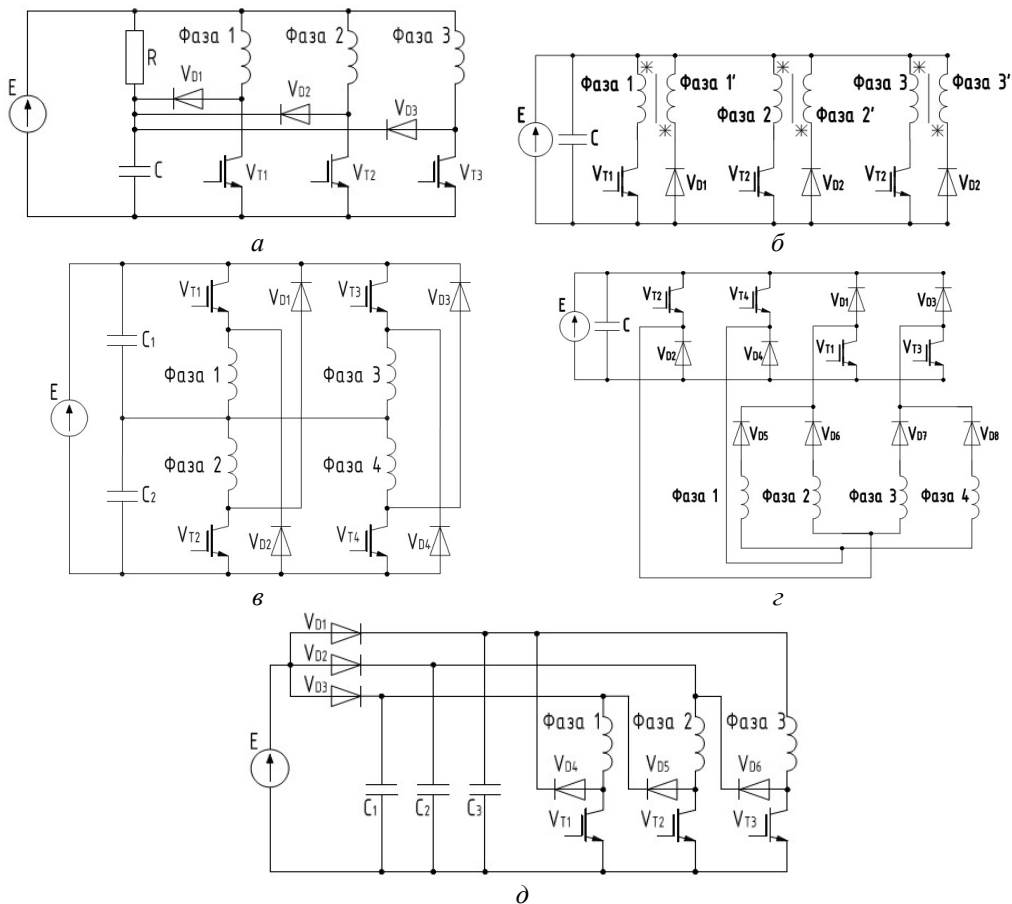


Рис. 1. Схемы одноключевых преобразователей ( $q$  ключей на  $q$  фаз): *a* – схема преобразователя ВИП с подавляющим резистором в 3-фазном исполнении; *б* – схема преобразователя ВИП с бифилярной обмоткой в 3-фазном исполнении; *в* – схема преобразователя ВИП с разделенным звеном постоянного тока в 4-фазном исполнении; *г* – схема преобразователя с одним полупроводниковым ключом, двумя диодами и со смежной работой фаз в 4-фазном исполнении; *д* – схема преобразователя с одним полупроводниковым ключом, двумя диодами и независимой работой фаз в 3-фазном исполнении

Преимущества преобразователя: используется 1 ключ на фазу; обеспечивает независимое управление фазами ВИД; энергия, передаваемая конденсаторам во время коммутация фаз машины, используется для увеличения тока при включении другой фазы, что обеспечивает увеличение частоты вращения и момента на валу ВИД. Недостатки: не реализуются алгоритмы отрицательного и нулевого



контуров напряжения; величина напряжения на ключах и диодах  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$  и  $V_{D3}$  может в 2 раза превосходить напряжение источника; эта схема преобразователя не подходит для генераторного режима, так как энергию, сохраненную в конденсаторах, сложно рекуперировать в источник.

### **Преобразователи с $(q + 1)$ ключами на $q$ фаз**

**Преобразователь с двойным размагничиванием** (рис. 2, а) разработан на основе преобразователя с рассеивающим резистором, имеет дополнительный ключ  $V_{T4}$ , подключенный параллельно резистором в цепь нулевого контура. Производительность преобразователя улучшается за счет управления ключом  $V_{T4}$  с целью уменьшения потери энергии в резисторе во время работы в режиме нулевого контура (обеспечивая достаточно медленное размагничивание и экономию энергии), часть периода – через резистор (обеспечивая форсированное размагничивание фаз). Наличие дополнительного ключа усложняет механизм управления.

Несмотря на улучшение, эффективность этого преобразователя по-прежнему низка, он подходит для низковольтных и низкопроизводительных приводов, где стоимость является основным фактором. Преобразователю присущи все недостатки преобразователя с рассеивающим резистором.

**Преобразователь с общим ключом на 2 фазы** (преобразователь Поллока) (рис. 2, б). Рассмотрим схему работы: ключи  $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$  открыты – положительный – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T2}$  – источник  $E$ ; закрывается один из ключей  $V_{T1}$  или  $V_{T2}$  – нулевой контур – цепь фаза 1 – ключ  $V_{T2}$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1 или фаза 1 – диод  $V_{D2}$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1; ключи  $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$  закрыты – контуры сохранения энергии и отрицательный – цепь фаза 1 – диод  $V_{D2}$  – источник  $E$ /конденсатор  $C$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1. Другие фазы работают аналогично: для управления фазой 2 используются ключи  $V_{T2}$  –  $V_{T3}$  и диоды  $V_{D2}$  –  $V_{D3}$ , фазой 3 – ключи  $V_{T3}$  –  $V_{T4}$  и диоды  $V_{D3}$  –  $V_{D4}$ . Ключи  $V_{T2}$  –  $V_{T3}$ , диоды  $V_{D2}$  –  $V_{D3}$  работают на 2 фазы, что увеличивает их номинальные токи и ограничивает независимый контроль тока фаз.

Достоинство преобразователя – возможность реализации в ВИД с любым количеством фаз. Недостатки – схема обеспечивает ограниченные возможности управления током во время перекрытия фаз и не обеспечивает независимую работу фаз; схема предъявляет жесткие требования к драйверам системы управления и источнику по сравнению с другими  $(q + 1)$  топологиями преобразователей, т. к. имеет менее  $q$  ключей, подключенных эмиттером к минусу источника, а не  $q$  ключей, как в других  $(q + 1)$  топологиях.

**Преобразователи с накопительным конденсатором** разделяются на 3 подгруппы – классические преобразователи с накопительным конденсатором, модифицированные и энергоэффективные.

**Классический преобразователь с накопительным конденсатором.** В этом преобразователе накопленная в фазе энергия отводится на конденсатор  $C_d$  для ее размагничивания (рис. 2, в). Затем энергию конденсатора рекуперировывают в источник. Рассмотрим работу данной схемы. Фаза 1 получает питание после открытия ключа  $V_{T1}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ . Если ток в фазе превышает опорный для диода  $V_{D1}$ , он открывается, происходит зарядка конденсатора  $C_d$ , ток в фазе спадает. После закрытия ключа  $V_{T1}$  энергия, запасенная в фазе 1, заряжает конденсатор  $C_d$  напряжением значи-

тельно выше напряжения источника  $E$  по цепи фаза 1 – диод  $VD1$  – конденсатор  $C_d$  – источник  $E$  – фаза 1 [14].

Рекуперация энергии реализуют так: открывается ключ  $V_{Tr}$ , излишек накопленной в конденсаторе энергии заряжает источник  $E$  по цепи конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{Tr}$  – индуктор  $L_r$  – источник  $E$  – конденсатор  $C_d$ , но система управления отслеживает, чтобы напряжение конденсатора  $C_d$  оставалось выше напряжения источника. Цепь рекуперации включается при включенных фазах во избежание больших фазных токов. Оставшийся излишек энергии конденсатора  $C_d$  используется на следующем такте коммутации для подмагничивания следующей фазы по цепи конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{Tr}$  – индуктор  $L_r$  – фаза 2 – ключ  $V_{T2}$  – конденсатор  $C_d$ . Затем ключ  $V_{Tr}$  закрывается и происходит накопление энергии фазы 2. Ключ  $V_{Tr}$  работает на частоте, превышающей частоту ключей  $V_{T1} - V_{T3}$ .

Достоинства преобразователя: имеет небольшое количество ключей и при этом обеспечивает независимый контроль тока фазы, возможность рекуперации части энергии, достаточно быстрое размагничивание фаз. Классический преобразователь с накопительным конденсатором – хорошее решение для высокопроизводительных низковольтных ВИП, где использование конденсатора и индукторов не является проблемой, а стоимость не имеет значения. Недостатки: напряжение конденсатора  $C_d$  поддерживают значительно выше напряжения источника (для форсированного размагничивания одной фазы и намагничивания другой), что значительно увеличивает номинальное напряжение всего преобразователя; энергия, циркулирующая между  $C_d$  и элементами  $V_{Tr}$ ,  $L_r$  и  $VD_r$ , приводит к дополнительным потерям и снижению КПД ВИП; не имеет алгоритмов нулевого и отрицательного контуров; необходимость мониторинга напряжения конденсатора  $C_d$  и управление ключом  $V_{Tr}$  делают систему управления сложной.

Эти проблемы решаются в **модифицированном преобразователе с накопительным конденсатором (преобразователь с накопительным конденсатором и нулевым контуром)**. Схема предполагает исключение из преобразователя с накопительным конденсатором индуктора  $L_r$  и диода  $VD_r$ , подсоединение ключа  $V_{Tf}$  через диод  $VD_s$  к источнику  $E$  (рис. 2,  $z$ ). Исключение индуктора и диода из схемы позволяет значительно снизить ее стоимость. В этой схеме отсутствует алгоритм рекуперации энергии в источник, а энергия, сбрасываемая в конденсатор, используется непосредственно следующей фазой [15].

Рассмотрим режимы работы преобразователя.

Режим 1 – положительный контур – открыт ключ  $V_{T1}$ , цепь источник  $E$  – диод  $VD_s$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ .

Режим 2 – когда ток фазы 1 превышает опорное значение тока диода  $VD1$ , диод начинает проводить и происходит зарядка конденсатора  $C_d$ . Когда напряжение конденсатора  $C_d$  сравнивается с напряжением источника  $E$ , ключ  $V_{T1}$  закрывается, а ключ  $V_{Tf}$  открывается, ток начинает течь по цепи фаза 1 – диод  $VD1$  –  $V_{Tf}$  – фаза 1 и затухать на внутреннем сопротивлении контура (нулевой контур). Режим 3 – ключ  $V_{T1}$  закрыт, ключ  $V_{Tf}$  закрывается, фаза 1 отключается от источника  $E$ ; энергия, накопленная в обмотке фазы, заряжает конденсатор  $C_d$  напряжением выше напряжения источника, фаза 1 достаточно быстро размагничивается. Режим 4 – ключи  $V_{T2}$  и  $V_{Tf}$  открываются, ток циркулирует по цепям источник  $E$  – диод  $VD_s$  – фаза 2 – ключ  $V_{T2}$  – источник  $E$  (положительный контур) и конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{Tf}$  – фаза 2 – ключ  $V_{T1}$  – конденсатор  $C_d$ . Таким образом, конденсатор  $C_d$  обеспечивает подмагничивание следующей фазы выше напряжения источника. Далее

цикл повторяется. Во всех режимах обеспечивается независимое управление фазами, за исключением режима 3 – режима размагничивания фазы. Включение  $V_{Tf}$  в этом режиме остановит размагничивание на фазе 1, что вызовет падение КПД и негативные тормозные моменты.

Преимущества преобразователя: реализует алгоритмы контуров сохранения энергии, положительного, нулевого; энергию, сохраненную конденсатором  $C_d$ , можно использовать для увеличения крутящего момента на высоких частотах вращения, где напряжения источника недостаточно для обеспечения быстрого нарастания тока; система управления в этом преобразователе проще и компактнее, чем в классическом преобразователе с накопительным конденсатором. Недостатки: нагрузка на ключ  $V_{Tf}$  выше, чем на  $V_{T1} - V_{T3}$ ; необходимость одновременной работы ключа  $V_{Tf}$  и ключа фазы ограничивает гибкость управления, приводит к достаточно большому времени коммутации, возникновению тормозного момента, увеличению шума; нет алгоритма отрицательного контура.

**Энергоэффективный преобразователь с накопительным конденсатором** [10] также сбрасывает энергию в конденсатор для непосредственного питания фазных обмоток, но поддерживает его напряжение на уровне напряжения источника (в других схемах преобразователей с накопительным конденсатором напряжение конденсатора может в 2 раза превышает напряжение источника), что сильно упрощает систему управления преобразователя (рис. 2, д).

Рассмотрим режимы работы преобразователя. Режим 1 – в начальный момент конденсатор  $C_d$  заряжен и после открытия ключей  $V_{Td}$  и  $V_{T1}$  начинает питать фазу 1 по цепи конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{Td}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – конденсатор  $C_d$ , пока его напряжение не упадет до уровня напряжения источника. Далее источник через блокирующий диод  $V_{Db}$  начинает подпитывать фазу 1 энергией по цепи источник  $E$  – диод  $V_{Db}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$  (положительный контур). Режим 2 – ключ  $V_{Td}$  открыт, ключ  $V_{T1}$  закрыт – нулевой контур – ток циркулирует по цепи фаза 1 – диод  $V_{D1}$  –  $V_{Td}$  – фаза 1. Режим 3 – ключи  $V_{Td}$  и  $V_{T1}$  закрыты – контур сохранения энергии – энергия, накопленная в обмотке фазы, заряжает конденсатор  $C_d$ , цепь фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – конденсатор  $C_d$  – диод  $V_{Dc}$  – фаза 1, фаза 1 достаточно быстро размагничивается. Режим 4 – в то время как фаза 1 размагничивается, фазу 2 можно намагнитить, включив  $V_{T2}$ . В течении этого периода ток через фазу 2 поддерживается на командном значении путем сброса любой дополнительной энергии в конденсатор.

Преимущества преобразователя: реализует алгоритмы контуров сохранения энергии, положительного и нулевого; поддерживается напряжение конденсатора на уровне напряжения источника, что значительно упрощает систему управления. Недостатки – не имеет алгоритма отрицательного контура.

**Преобразователь Миллера** (рис. 2, е). Рассмотрим режимы работы преобразователя. Режим 1 – открыты ключи  $V_{T1}$  и  $V_{T2}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T2}$  – источник  $E$ . Ключи  $V_{T1}$  и  $V_{T2}$  могут закрываться одновременно или поодиночке. Режим 2 –  $V_{T1}$  и  $V_{T2}$  закрываются одновременно – контуры сохранения энергии и отрицательный – цепь фаза 1 – диод  $V_{D2}$  – конденсатор  $C$  – диод  $V_{T4}$  – фаза 1. Режим 3 –  $V_{T1}$  открыт,  $V_{T2}$  закрыт – нулевой контур – цепь фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1;  $V_{T1}$  закрыт,  $V_{T2}$  открыт – нулевой контур – цепь фаза 1 – ключ  $V_{T2}$  – диод  $V_{D4}$  – фаза 1.

Достоинства преобразователя: малое количество ключей, малая стоимость; реализует все режимы работы; обладает повышенной энергоэффективностью;

обладает полной функциональностью в 4 квадрантах; обеспечивает одинаковое, равное источнику, напряжение на всех устройствах. Этот преобразователь применяется для высоковольтных приводов, где стоимость является основным фактором, а пульсации крутящего момента не очень важны. Недостатки – невозможность работы с перекрытием фаз, что приводит к высокой пульсации крутящего момента; на высоких частотах вращения следующая фаза не может быть быстро включена, т. к. общий ключ  $V_{T1}$  закрыт и происходит размагничивание предыдущей фазы; общий ключ  $V_{T1}$  работает для всех фаз.

Преобразователи с общим ключом и преобразователи Миллера имеют схожие преимущества, но не обеспечивают независимость фаз ВИМ и их работу с перекрытием; преобразователи с накопительным конденсатором и его модификация с нулевым контуром позволяют обеспечить независимое управление фазами ВИМ, но имеют высокое рабочее напряжение. Эти недостатки затрудняют применение этих преобразователей. На рис. 2, ж представлена одна из схем преобразователя, не имеющая этих недостатков при сохранении  $(q + 1)$  ключей на  $q$  фаз, называемая **преобразователем с минимальным количеством ключей и повышенным входным напряжением**; на рис. 2, з – вторая схема – **преобразователь с минимальным количеством ключей и повышенным импульсным входным напряжением**.

В преобразователе с минимальным количеством ключей и повышенным входным напряжением ключ  $V_{Tc}$ , диод  $V_{Dc}$ , индуктор  $L_c$  и конденсатор  $C_c$  образуют ступень коррекции напряжения. Эта ступень изменяет напряжение источника  $U_{dc}$  на напряжение  $U_i$ , которым питаются обмотки ВИМ и которое позволяет минимизировать потери при коммутации (например, создать одноимпульсный режим). Алгоритм работы преобразователя приведен в таблице.

**Режимы работы преобразователя с минимальным количеством ключей и повышенным входным напряжением**

Режим	$V_{Tc}$	$V_{Dc}$	$i_c$	$V_{T1}$	$V_{D1}$	$i_1$
1	Открыт	Закрыт	$>0$	Закрыт	Закрыт	0
2	Закрыт	Проводит	$>0$	Закрыт	Закрыт	0
3	Закрыт	Закрыт	0	Закрыт	Закрыт	0
4	Открыт	Закрыт	$>0$	Открыт	Закрыт	$>0$
5	Открыт	Закрыт	$>0$	Закрыт	Проводит	$>0$
6	Закрыт	Проводит	$>0$	Закрыт	Проводит	$>0$
7	Закрыт	Закрыт	0	Закрыт	Проводит	$>0$
8	Закрыт	Проводит	$>0$	Открыт	Закрыт	$>0$
9	Закрыт	Закрыт	0	Открыт	Закрыт	$>0$

В начальный момент времени открыт ключ  $V_{Tc}$ , ток течет по контуру источник  $E$  – ключ  $V_{Tc}$  – индуктор  $L_c$  – конденсатор  $C_c$  – источник  $E$ , конденсатор  $C_c$  заряжается (режим 1). Затем ключ  $V_{Tc}$  закрывается, обмотка индуктора  $L_c$  размагничивается по цепи индуктор  $L_c$  – конденсатор  $C_c$  – диод  $V_{Dc}$  – индуктор  $L_c$ , конденсатор  $C_c$  заряжается (режим 2–3). Затем открываются ключи  $V_{Tc}$  и  $V_{T1}$ , по фазе 1 начинает протекать ток – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{Tc}$  – индуктор  $L_c$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$  (режим 4, положительный контур), конденсатор  $C_c$  дополнительно подмагничивает фазу 1 по цепи конденсатор  $C_c$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – конденсатор  $C_c$ . Затем ключ  $V_{T1}$  закрывается; энергия, запасенная в фазе 1, цирку-

лирует по контуру фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – ключ  $V_{Tc}$  – индуктор  $L_c$  – фаза 1 (режим 5, нулевой контур). Во время режимов 6–7 все ключи закрываются, происходит размагничивание индуктора по цепи индуктор  $L_c$  – конденсатор  $C_c$  – диод  $V_{Dc}$  – индуктор  $L_c$ , в обмотке фазы 1 остается запасенная энергия. Затем открывается ключ  $V_{T1}$ , ток начинает протекать по контуру конденсатор  $C_c$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – конденсатор  $C_c$ , суммируется с током, возникающим в фазе 1, заряжает источник  $E$  и конденсатор  $C_d$  по цепи фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – источник  $E$ /конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1. Другие фазы работают аналогично.

Преимущества преобразователя: простота при обеспечении полной функциональности в 4 квадрантах и независимой работе фаз ВИМ; возможность реализации одноимпульсного режима работы за счет изменения входного напряжения  $U_i$ , что снижает потери при коммутации, приводит к повышению эффективности ВИП; конфигурация преобразователя позволяет осуществить автоматическое регулирование тока в фазах ВИП; возможность реализации бездатчиковой системы управления. Недостатки – напряжение коммутации ниже по сравнению с конфигурацией с 2 ключами на фазу; эффективность преобразователя в целом ниже, чем у преобразователей с другими схемами, из-за наличия ступени коррекции напряжения; схема реализует эффективный генераторный режим, но не имеет алгоритма отрицательного контура. Эта схема преобразователя подходит для ВИП недорогих, высокопроизводительных механизмов.

Преобразователь с минимальным количеством ключей и с повышенным импульсным входным напряжением: ключ  $V_{Tc}$ , диод  $V_{Dc}$ , индуктор  $L$ , выходной конденсатор  $C$  образуют ступень коррекции напряжения. Напряжение  $U_i$  ВИМ можно варьировать от нуля до  $2U_{dc}$  и более для получения желаемого входного напряжения на обмотках ВИМ. Фаза 1 получает питание после открытия ключа  $V_{T1}$  – по цепи «конденсатор  $C$  – фаза 1 – конденсатор  $C$ » протекает ток  $i_1$  напряжением  $U_i$ . Затем ключ  $V_{T1}$  закрывают и остаточный ток в фазе 1 заряжает источник  $E$  и конденсатор  $C_d$  по цепи фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – источник  $E$ /конденсатор  $C_d$  – фаза 1 независимо от состояния ключа  $V_{Tc}$ . В это время может быть открыт ключ  $V_{T2}$  и питание получит фаза 2 – так в схеме обеспечивается независимая работа фаз. Для зарядки конденсатора  $C$  открывают ключ  $V_{Tc}$ , и ток начинает циркулировать по контуру источник  $E$  – ключ  $V_{Tc}$  – индуктор  $L$  – источник  $E$ , затем ключ  $V_{Tc}$  закрывается и энергия, запасенная в индукторе, заряжает конденсатор  $C$  по цепи индуктор  $L$  – конденсатор  $C$  – диод  $V_{Dc}$  – индуктор  $L$ .

Преимущества преобразователя: входное напряжение на фазах ВИМ может быть увеличено сверх напряжения источника, чтобы ускорить нарастание тока в фазах машины; схема позволяет реализовать работу ВИП в генераторном режиме. Недостатки – нет алгоритмов нулевого и отрицательного контуров.

Топологии преобразователей, приведенные выше, являются топологиями с «жесткой» коммутацией, т. к. во время переключения ключей токи ненулевые. Если в момент коммутации ток или напряжение равны нулю, то потери в ключах преобразователя равны нулю, а преобразователь называется **резонансным**. Такие преобразователи могут работать на высоких частотах, т. к. потери при коммутации очень малы. Недостаток этих преобразователей – номинальное напряжение в несколько раз больше, чем напряжение источника, из-за действия резонансного контура. На рис. 2, и приведен **резонансный преобразователь**, разработанный на основе преобразователя с **накопительным конденсатором**.

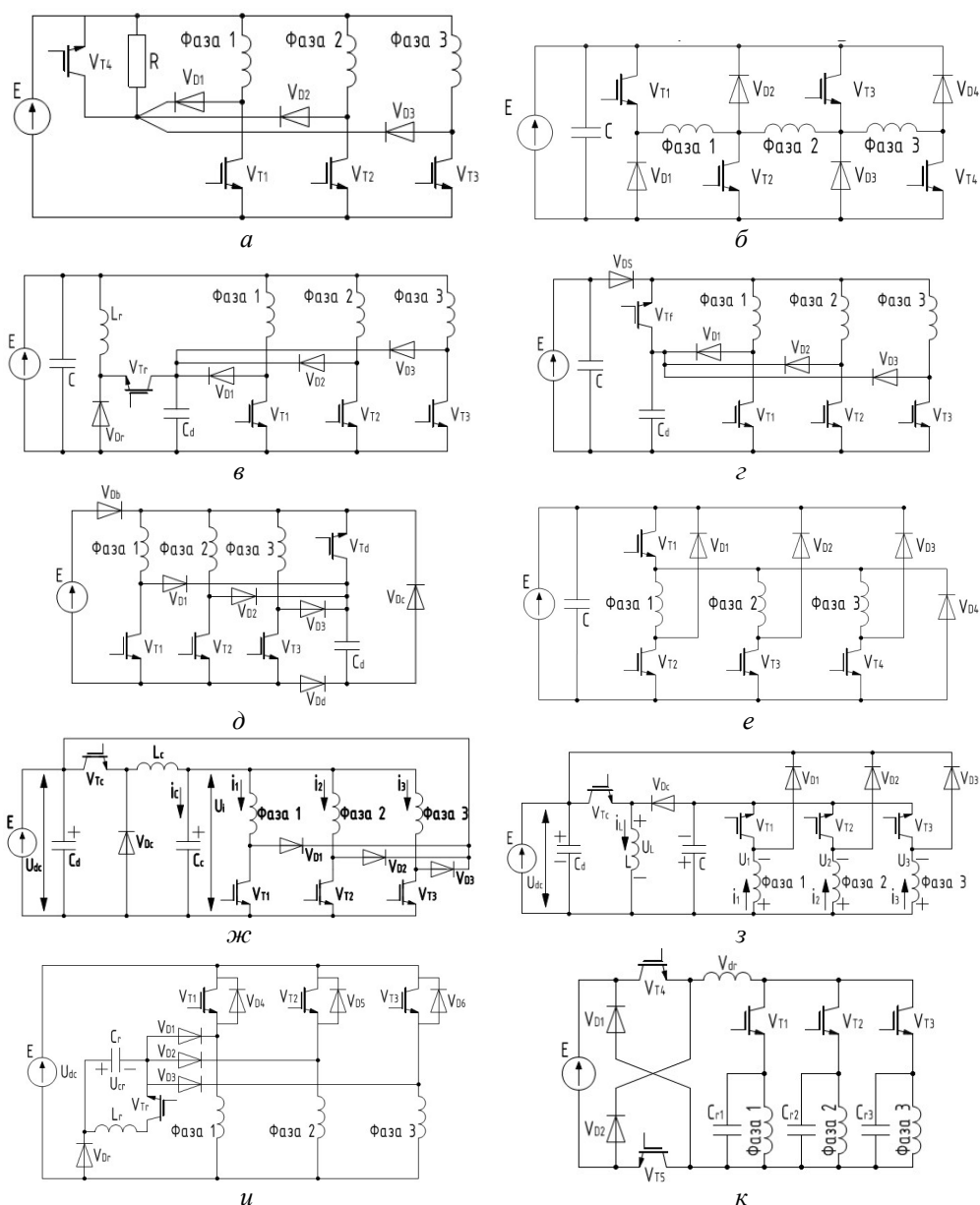


Рис. 2. Схемы преобразователей с  $(q + 1)$  ключами на  $q$  фаз: *а* – схема преобразователя с двойным размагничиванием в 3-фазном исполнении; *б* – схема преобразователя с общим ключом на 2 фазы в 3-фазном исполнении; *в* – схема преобразователя с накопительным конденсатором в 3-фазном исполнении; *г* – схема модифицированного преобразователя с накопительным конденсатором в 3-фазном исполнении; *д* – схема энергоэффективного преобразователя с накопительным конденсатором в 3-фазном исполнении; *е* – схема преобразователя Миллера в 3-фазном исполнении; *ж* – схема преобразователя с минимальным количеством ключей и повышенным входным напряжением в 3-фазном исполнении; *з* – схема преобразователя с минимальным количеством ключей и повышенным импульсным входным напряжением в 3-фазном исполнении; *и* – схема резонансного преобразователя с накопительным конденсатором в 3-фазном исполнении; *к* – резонансный преобразователь в 3-фазном исполнении

Резонансная часть схемы состоит из индуктора  $L_r$ , конденсатора  $C_r$ , ключа  $V_{Tr}$  и диода  $V_{Dr}$ . Фазы ВИМ соединены последовательно с ключами  $V_{T1} - V_{T3}$ , диоды  $V_{D4} - V_{D5}$  управляют током фаз во время коммутации и рекуперировывают избыточный ток резонансной схемы в источник  $E$ .

Рассмотрим режимы работы преобразователя. Режим 1 – открыт ключ  $V_{T1}$  положительный контур – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1 – источник  $E$ . Режим 2 – закрытие  $V_{T1}$ , остаточный ток фазы заряжает конденсатор  $C_r$  по цепи фаза 1 – диод  $V_{Dr}$  – конденсатор  $C_r$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1. Режим 3 – резонансный режим. При открытии ключа  $V_{Tr}$  конденсатор  $C_r$  и индуктор  $L_r$  соединены последовательно, что приводит к возникновению резонанса напряжений. Энергия, запасенная в конденсаторе  $C_r$ , переносится в индуктор  $L_r$ , диоды  $V_{D1} - V_{D3}$  и  $V_{Dr}$  находятся в режиме проводимости, ток течет от индуктора  $L_r$  к фазе 1 (по цепи индуктор  $L_r$  – ключ  $V_{Tr}$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1 – диод  $V_{Dr}$  – индуктор  $L_r$ ), к источнику  $E$  (по цепи индуктор  $L_r$  – ключ  $V_{Tr}$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1 – диод  $V_{D4}$  – источник  $E$  – диод  $V_{Dr}$  – индуктор  $L_r$ ). Ток, подаваемый на источник  $E$ , – это избыточный ток, превышающий ток фазы. Во время резонанса полярность на конденсаторе  $C_r$  меняется на обратную, что способствует поглощению тока фазы при коммутации ключа  $V_{T1}$ . Выключение ключей осуществляется при нулевом напряжении, т. к. диод  $V_{D1}$  открыт в течение периода восстановления энергии, что позволяет устранить потери при переключении фаз. Конденсатор  $C_r$  выбирается на напряжение, в 2–3 раза превышающее напряжение источника  $E$ , что позволяет ему оперативно размагнитить фазу.

**Резонансный преобразователь с  $(q + 2)$  ключами на  $q$  фаз** (рис. 3, а). Конденсаторы  $C_{r1} - C_{r3}$  и индуктор  $L_{dr}$  составляют резонансную цепь. Схема частично резонансная, напряжение конденсатора  $C_r$  колеблется вблизи значений напряжения источника  $U_{dc}$ , а ток индуктора  $L_{dr}$  резонирует от нуля до полного фазного тока во время каждого резонансного цикла.

Принцип работы преобразователя. Система управления открывает ключи  $V_{T4}$ ,  $V_{T1}$  и  $V_{T5}$ . Резонансный ток начинает течь через индуктор  $L_{dr}$ , т. к. напряжения конденсатора  $C_{r1}$  и источника  $E$  равны. Режим продолжается до тех пор, пока резонансный ток через индуктор  $L_{dr}$  не станет равным нулю и ключи  $V_{T4}$ ,  $V_{T1}$  и  $V_{T5}$  не закроются. После этого конденсатор  $C_{r1}$  начинает разряжаться через обмотку фазы, поскольку ее индуктивность намного выше, чем у индуктора  $L_{dr}$ . После того как разрядка конденсатора окончена, запитывается фаза 1: ключи  $V_{T4}$ ,  $V_{T1}$  и  $V_{T5}$  открыты, цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T4}$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T5}$  – источник  $E$ . После закрытия ключей  $V_{T4}$  и  $V_{T5}$  происходит зарядка обратной полярностью конденсатора (цепь «фаза 1 – конденсатор  $C_r$  – фаза 1») и зарядка источника  $E$  (цепь фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – источник  $E$  – диод  $V_{D2}$  – индуктор  $L_{dr}$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1). Далее алгоритм повторяется. Преимущества преобразователя – высокая эффективность, низкое напряжение на ключах и простая конфигурация. Однако использование резонансных конденсаторов и индуктора, а также дополнительного ключа увеличивает стоимость преобразователя.

### Преобразователи с $1.5q$ ключами на $q$ фаз

**Преобразователь с  $1.5q$  ключами на  $q$  фаз и независимым контролем тока фазы** (рис. 3, б) требует 3 ключа и 3 диода для 2 фаз и подходит только для ВИП с четным числом фаз. Ключи  $V_{T5}$  и  $V_{T6}$  работают для двух фаз и, соответственно, в 2 раза дольше ключей  $V_{T1} - V_{T4}$ .

Режимы работы преобразователя [16]. Режим 1 – открыты ключи  $V_{T5}$ ,  $V_{T1}$  – положительный контур – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T5}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ . Режим 2 – ключ  $V_{T5}$  закрыт, ключ  $V_{T1}$  открыт – нулевой контур – цепь фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – диод  $V_{D5}$  – фаза 1. Режим 3 – ключи  $V_{T5}$  и  $V_{T1}$  закрыты – отрицательный контур – цепь фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – источник  $E$  – диод  $V_{D5}$  – фаза 1.

Такая топология преобразователя и группировка фаз по две гарантируют их независимый контроль и позволяют реализовать все алгоритмы работы.

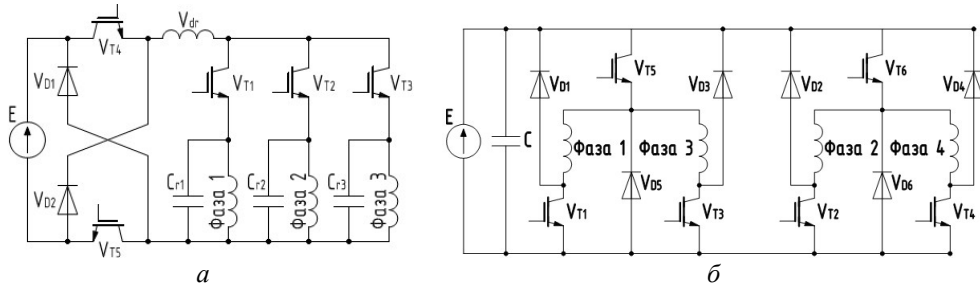


Рис. 3. Схемы преобразователей с  $(q + 2)$  ключами на  $q$  фаз и  $1.5q$  ключами на  $q$  фаз: *a* – схема резонансного преобразователя с  $(q + 2)$  ключами на  $q$  фаз в 3-фазном исполнении; *б* – схема преобразователя с  $1.5q$  ключами на  $q$  фаз и независимым контролем тока фазы в 4-фазном исполнении

### Преобразователи с $2q$ ключами на $q$ фаз

**Асимметричный** (полумостовой, классический) **преобразователь** (рис. 4, *a*) имеет 2 ключа и 2 диода на фазу. При этом «верхний» ключ отвечает за выбор рабочей фазы, а «нижний» – за режим размагничивания.

Рассмотрим режимы работы преобразователя. Режим 1 – ключи  $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$  открыты – положительный контур – цепь источник  $E$  – ключ  $V_{T1}$  – фаза 1 – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ . Далее могут быть применены две стратегии управления: режим 2 и режим 3. Режим 2 – ключ  $V_{T1}$  закрыт, ключ  $V_{T2}$  открыт – нулевой контур – цепь фаза 1 – ключ  $V_{T2}$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1. Режим 3 – ключи  $V_{T1}$  и  $V_{T2}$  одновременно закрываются – контуры сохранения энергии и отрицательный – цепь фаза 1 – диод  $V_{D2}$  – конденсатор  $C$  / источник  $E$  – диод  $V_{D1}$  – фаза 1.

Преимущества преобразователя: большая гибкость в управлении; возможность реализовать все режимы работы; фазы управляются независимо: если фаза ВИД повреждена, привод может продолжить работать с пониженной мощностью, чем обеспечивается максимальная отказоустойчивость; максимальные напряжения на элементах равны напряжению источника питания; обеспечивает большую скорость падения и нарастания тока; может быть развернут на любое количество фаз; позволяет реализовать генераторный режим работы; создает наименьший шум. Недостаток – стоимость, она увеличивается из-за применения двух ключей на фазу. За счет своих преимуществ асимметричный преобразователь получил наибольшее распространение в ВИП.

Сохранять энергию, запасенную в цепях ВИМ, проще применяя конденсаторы, т. к. эта энергия в дальнейшем может быть возвращена в фазу без использования дополнительных элементов. Преобразователи ВИП подразделяются на одноконденсаторные и мультиконденсаторные. Если напряжение конденсатора не контролируется во время зарядки и разрядки, то этот тип преобразователя называется пассивным, если контролируется – то активным.



Так, асимметричный мультиконденсаторный преобразователь с пассивным последовательным (разрядным) конденсатором (рис. 4, б) содержит дополнительный, соединенный последовательно с обмотками, повышающий конденсатор, который в момент отключения фаз заряжается остаточным током, размагничивая фазу. В момент включения фазы разрядный конденсатор позволяет создать импульс напряжения.

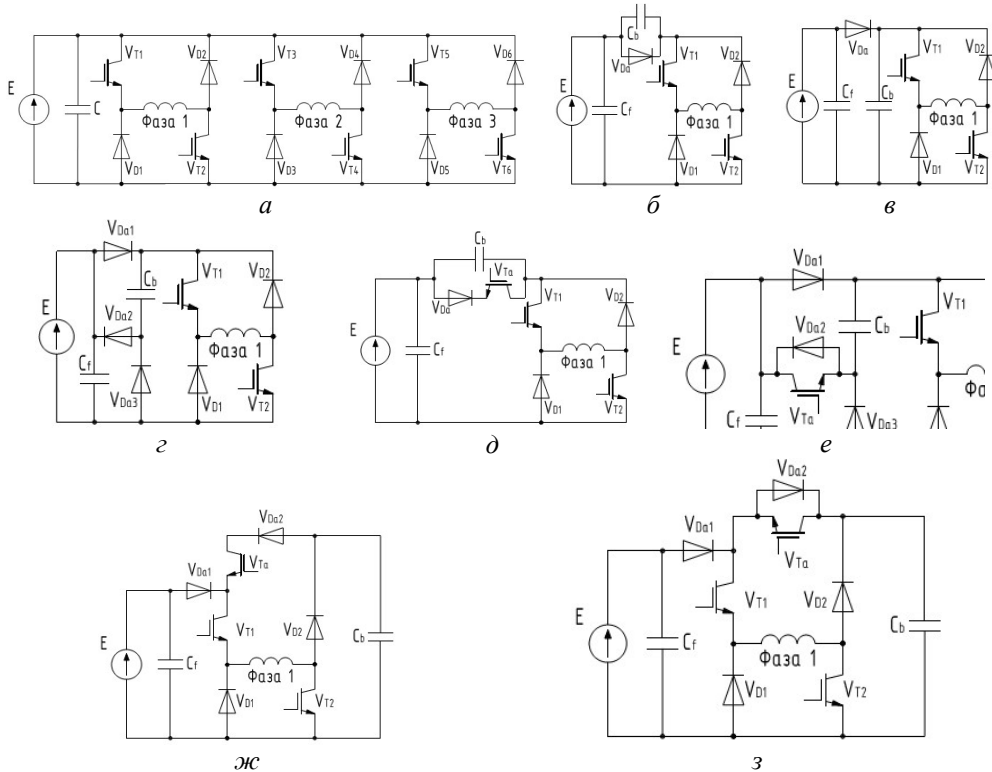


Рис. 4. Схемы преобразователей с  $2q$  ключами на  $q$  фаз: *a* – схема симметричного (полу-мостового) преобразователя в 3-фазном исполнении; *б* – схема асимметричного мультиконденсаторного преобразователя с пассивным последовательным конденсатором; *в* – схема асимметричного мультиконденсаторного преобразователя с пассивным параллельным конденсатором; *г* – схема асимметричного мультиконденсаторного преобразователя с пассивным серийно-параллельным конденсатором; *д* – схема асимметричного мультиконденсаторного преобразователя с активным последовательным конденсатором; *е* – схема асимметричного мультиконденсаторного преобразователя с активным серийно-параллельным конденсатором; *ж, з* – схемы асимметричных мультиконденсаторных преобразователей с активными параллельными конденсаторами

В асимметричном мультиконденсаторном преобразователе с пассивным параллельным (ударным) конденсатором (рис. 4, в) добавляется повышающий конденсатор, подключенный параллельно обмоткам и обеспечивающий возможность повышения напряжения. Диод  $V_{Da}$  позволяет остаточной энергии фазы заряжать только ударный конденсатор  $C_b$ , следовательно, невозможно рекуперировать энергию в источник. В момент включения фазы напряжение ударного конденсатора подается на фазу. Данная схема обеспечивает большее повышенное напряжение, чем схема с последовательным пассивным конденсатором. Схема

с последовательным пассивным конденсатором обеспечивает меньшее время размагничивания фазы, а схема с параллельным пассивным конденсатором – меньшее время намагничивания фазы. В этих схемах максимальное повышенное напряжение достигается подбором емкости конденсатора. **Асимметричный мультиконденсаторный преобразователь с пассивным серийно-параллельным конденсатором** (рис. 4, з) содержит конденсатор. В нем напряжение намагничивания равно напряжению источника, а напряжение размагничивания в 2 раза превышает напряжение источника. Высокое напряжение размагничивания уменьшает время спада тока, что позволяет увеличить время активности фазы.

Однако в 3 приведенных выше схемах пассивных преобразователей процесс зарядки-разрядки конденсатора не контролируется. На рис. 4 представлены схемы **асимметричных мультиконденсаторных преобразователей с активными последовательным** (рис. 4, д), **серийно-параллельным** (рис. 4, е) и **параллельным** (рис. 4, ж, з) конденсаторами. Данные схемы работают аналогично соответствующим схемам асимметричных мультиконденсаторных преобразователей с пассивными конденсаторами, но ключ  $V_{Tа}$  позволяет контролировать процессы зарядки и разрядки конденсаторов, увеличивая гибкость системы управления ВИП.

**Квазирезонансный преобразователь** (рис. 5). Схема работает следующим образом. При открытии ключа  $V_{T1}$  ток начинает протекать через фазу 1 по цепи источник  $E$  – фаза 1 – индуктор  $L_{r1}$  – ключ  $V_{T1}$  – источник  $E$ . Когда ключ  $V_{T1}$  закрывается, вспомогательный ключ  $V_{T4}$  открывается для обеспечения режима нулевого контура (фаза 1 – ключ  $V_{T4}$  – фаза 1) [17]. Во время отключения фазы вспомогательный ключ  $V_{T4}$  не открывается, а энергия, накопленная на фазе 1, частично сбрасывается в конденсатор  $C_d$  через диод  $V_{D1}$  по цепи фаза 1 – диод  $V_{D1}$  – конденсатор  $C_d$  – диод  $V_{Df}$  – индуктор  $L_f$  – фаза 1. Энергия, запасенная в конденсаторе, заряжает источник  $E$  по цепи конденсатор  $C_d$  – ключ  $V_{T7}$  – индуктор  $L_f$  – источник  $E$  – конденсатор  $C_d$  после открытия ключа  $V_{T7}$ . Оставшаяся энергия фазы 1 (равная напряжению источника  $E$ ) гасится на элементах резонансного переключателя, схема которого обеспечивает коммутацию ключей при нулевом токе.

Преимущества преобразователя – высокая эффективность, форсированное размагничивание фазы при коммутации, возможность реализации всех 4 алгоритмов работы. Недостатки – топология сложна, что делает преобразователь дорогостоящим, систему управления сложной.

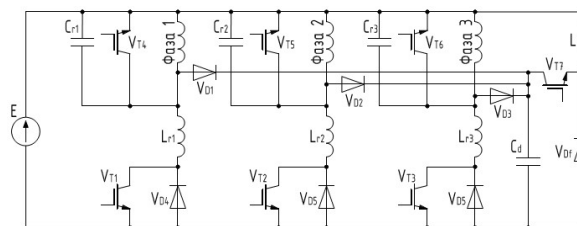


Рис. 5. Схема квазирезонансного преобразователя

**Двухступенчатый преобразователь** (рис. 6) не входит в представленную выше классификацию, однако должен быть упомянут. Он позволяет обмениваться энергией непосредственно между сетью переменного тока и ВИМ, но содер-

жит большое количество силовых ключей и имеет высокую стоимость. Его применение нецелесообразно, если генераторный режим применяется редко.

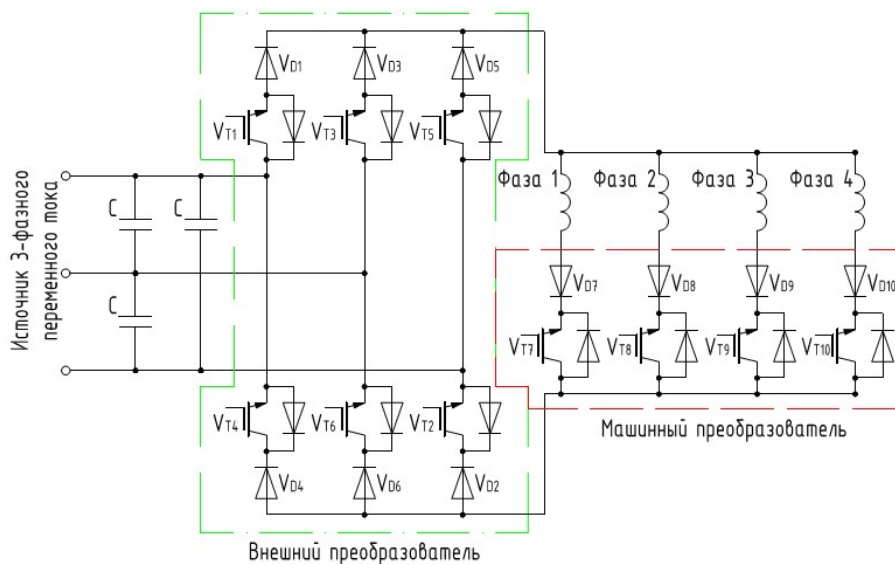


Рис. 6. Схема двухступенчатого преобразователя

Первая ступень [18] – внешний преобразователь – управляемый выпрямительный / инверторный двухквadrантный преобразователь трансформирует входной трехфазный переменный ток с частотой 50 Гц в однофазный переменный различной частоты. Вторая ступень – машинный преобразователь – коммутующая ступень, питающая непосредственно обмотки ВИМ. По сравнению с внешним преобразователем частота переключения машинного преобразователя очень низкая, поскольку используется только для коммутации фаз. Максимальные токи и напряжения обоих преобразователей равны.

Однако при разработке современных электроприводов помимо энергоэффективности актуальны и задачи обеспечения их надежной работы, а также снижения стоимости предлагаемых технических решений. Для повышения надежности в качестве электропривода предлагается использовать ВИП с преобразователем, содержащим 1 ключ для коммутации каждой из фаз [19] и позволяющим осуществлять полное резервирование всех компонентов каждой фазы, включая источники питания, при создании электромагнитного момента на валу.

Одноключевая схема содержит два независимых гальванически развязанных источника постоянного напряжения, 2 конденсатора, диод, полупроводниковый ключ и статорную обмотку фазы ВИД, разделенную на 2 полуобмотки (рис. 7, а). Электропривод одноключевой работает следующим образом. В исходном состоянии, когда  $V_T$  разомкнут, ток в полуобмотках  $L_1$  и  $L_2$  ВИД отсутствует, конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжены. При замыкании  $V_T$  через полуобмотки  $L_1$  и  $L_2$  протекает ток по следующим цепям: источник  $E_1$  – диод  $V_{D1}$  – полуобмотка  $L_1$  – ключ  $V_T$  – источник  $E_1$ ; конденсатор  $C_1$  – диод  $V_{D1}$  – ключ  $V_T$  – полуобмотка  $L_1$  – конденсатор  $C_1$ , источник  $E_2$  – ключ  $V_T$  – диод  $V_{D2}$  – полуобмотка  $L_2$  – источник  $E_2$ ; конденсатор  $C_2$  – ключ  $V_T$  – диод  $V_{D2}$  – полуобмотка  $L_2$  – конденсатор  $C_2$ . При этом в ВИД происходит преобразование электромагнитной энергии в механическую

(положительные контуры напряжения). При размыкании  $V_T$  энергия, накопленная в индуктивных полуобмотках  $L_1$  и  $L_2$ , заряжает конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  по следующим цепям: полуобмотка  $L_1$  – конденсатор  $C_2$  – диод  $V_{D3}$  – диод  $V_{D1}$  – полуобмотка  $L_1$ ; полуобмотка  $L_2$  – диод  $V_{D3}$  – конденсатор  $C_1$  – диод  $V_{D2}$  – полуобмотка  $L_2$  (контуры зарядки). Далее цикл повторяется. При разомкнутом ключе  $V_T$  и переключении полярности источников отрицательное напряжение подается на фазу через диод  $V_{D3}$  (отрицательные контуры напряжения). Для реализации электропривода в многофазном исполнении в одноключевую схему необходимо добавить 2 диода, как показано на рис. 7, б [20, 21].

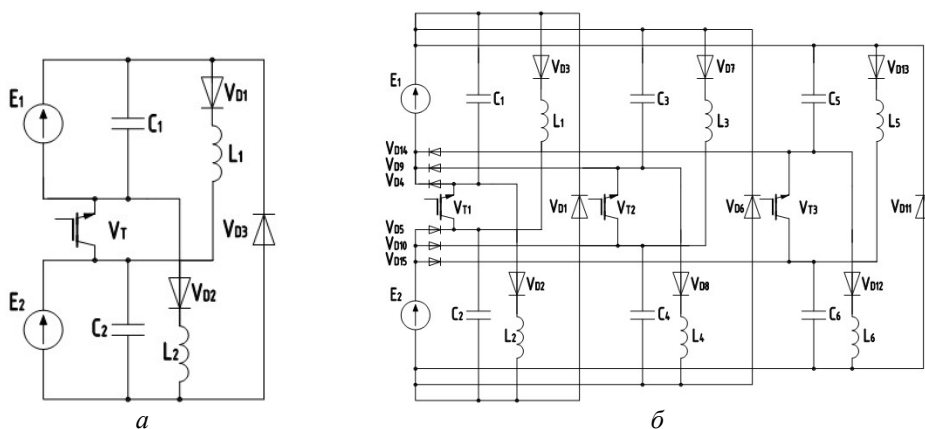


Рис. 7. Электропривод одноключевой:  
 а – в однофазном исполнении; б – в многофазном исполнении

Рассчитаем параметры схемы электропривода одноключевого на примере работы одной фазы многофазного исполнения в разных режимах. Для этого рассмотрим ее схемы замещения для моментов открытия (рис. 8, а) и закрытия (рис. 8, б) транзистора.

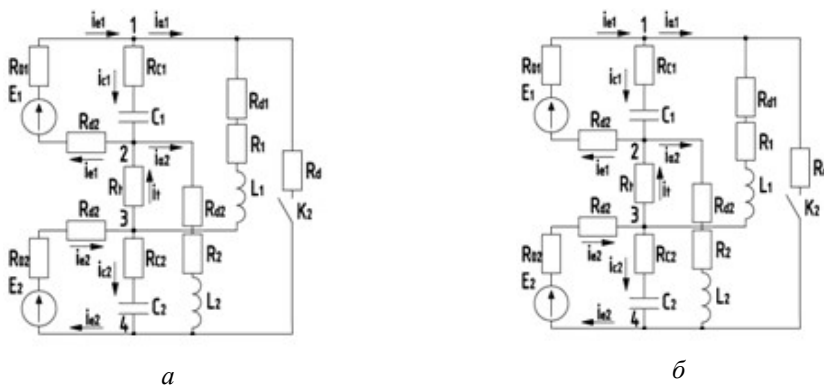


Рис. 8. Схема замещения ВИМ с одноключевой схемой преобразователя

С помощью 1-го закона Кирхгофа составляем уравнения для узлов 1–4 (рис. 8, а), с помощью 2-го закона Кирхгофа – уравнения для контуров  $E_1 - R_{01} - R_{c1} - C_1 - R_{d2} - E_1$ ;  $E_1 - R_{01} - R_{d1} - R_1 - L_1 - R_t - R_{d2} - E_1$ ;  $E_2 - R_{02} - R_{d2} - R_{c2} - C_2 - E_2$ ;  $E_1 - R_{01} - R_{d1} - R_1 - L_1 - R_t - R_{d2} - E_1$ . После преобразования полученных уравнений и приведения их к форме Коши добавляем выражение для электромагнитного момента и получаем систему уравнений для расчета электромагнитных и электромеханических процессов ВИП при открытии транзистора:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{E_1 - U_{c1} - i_{a1}R_{01} - i_{a1}R_{d2}}{C_1(R_{01} + R_{d2} + R_{c1})}, \\ \frac{di_{a1}}{dt} = \frac{1}{L_{g1}} \left( E_1 - i_{a1}(R_{01} + R_{d1} + R_1 + R_t + R_{d2}) - C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} (R_{01} + R_{d2}) - \omega \frac{\partial \psi(i_{a1}, \theta)}{\partial \theta} - i_{a2}R_t \right), \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{E_2 - U_{c2} - i_{a2}R_{02} - i_{a2}R_{d2}}{C_2(R_{02} + R_{d2} + R_{c2})}, \\ \frac{di_{a2}}{dt} = \frac{1}{L_{g2}} \left( E_2 - i_{a2}(R_{02} + R_{d2} + R_t + R_{d2} + R_2) - C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} (R_{02} + R_{d2}) - \omega \frac{\partial \psi(i_{a2}, \theta)}{\partial \theta} - i_{a1}R_t \right); \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{j} (M_d - M_n - B_t \omega); \\ M_d = \frac{0}{\partial \theta} + \frac{0}{\partial \theta}, \end{array} \right.$$

где  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  – токи в соответствующих ветвях, А;  $E_1$ ,  $E_2$  – напряжение источников, В;  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$  – напряжение конденсаторов, В;  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  – внутреннее активное сопротивление источников, Ом;  $R_{c1}$ ,  $R_{c2}$  – внутреннее активное сопротивление конденсаторов, Ом;  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$ ,  $R_d$  – внутреннее активное сопротивление диодов, Ом;  $R_l$ ,  $R_2$  – активное сопротивление полуобмоток, Ом;  $R_t$  – внутреннее активное сопротивление ключа, Ом;  $C_1$ ,  $C_2$  – емкости конденсаторов, Ф;  $L_{g1}$ ,  $L_{g2}$  – индуктивность полуобмоток, Н;  $J$  – момент инерции вращающихся частей ВИД, кг·м<sup>2</sup>;  $M_d$  – момент, реализуемый фазой ВИД, Н·м;  $M_n$  – момент сопротивления, Н·м;  $B_t$  – коэффициент трения;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора, рад/с;  $\Psi$  – потокосцепление, Вб;  $\theta$  – угол поворота ротора, эл. град.

Аналогично для режима закрытия транзистора. С помощью 1-го закона Кирхгофа составляем уравнения для узлов 1–6 (рис. 8, б), с помощью 2-го закона Кирхгофа – уравнения для контуров  $E_1 - R_{01} - R_{c1} - C_1 - R_{d2} - E_1$ ;  $L_1 - R_{c2} - C_2 - R_d - R_{d1} - R_1 - L_1$ ;  $E_2 - R_{02} - R_{d2} - R_{c2} - C_2 - E_2$ ;  $L_2 - R_d - R_{c1} - C_1 - R_{d2} - R_2 - L_2$ . После преобразований получаем систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{E_1 - U_{c1} + i_{a2}R_{01} + i_{a2}R_{d2}}{C_1(R_{01} + R_{d2} + R_{c1})}, \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{E_2 - U_{c2} + i_{a1}R_{02} + i_{a1}R_{d2}}{C_2(R_{02} + R_{d2} + R_{c2})}, \\ \frac{di_{a2}}{dt} = -\frac{1}{L_{g2}} \left( U_{c1} + C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} R_{c1} + i_{a2}(R_d + R_2 + R_{d2}) + \omega \frac{\partial \psi(i_{a2}, \theta)}{\partial \theta} + i_{a1}R_d \right); \\ \frac{di_{a1}}{dt} = -\frac{1}{L_{g1}} \left( U_{c2} + C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} R_{c2} + \omega \frac{\partial \psi(i_{a1}, \theta)}{\partial \theta} + i_{a1}(R_1 + R_{d1} + R_d) + i_{a2}R_d \right); \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{j} (M_d - M_n - B_l \omega); \\ M_d = \frac{\int_0^i \psi(i_{a1}, \theta) di}{\partial \theta} + \frac{\int_0^i \psi(i_{a2}, \theta) di}{\partial \theta}. \end{array} \right.$$

Предлагаемая схема обладает следующими достоинствами:

1. Схема питания фазы ВИМ имеет один ключ на одну фазу.
2. Данная схема может быть применена для ВИД с любым количеством фаз, что недоступно для ряда схемных решений (преобразователь с разделением звена постоянного тока, преобразователи с одним ключом, двумя диодами на фазу и со смежной работой фаз, преобразователь с  $1.5q$  ключами на  $q$  фаз и независимым контролем тока фазы).
3. Схема обеспечивает независимое управление фазами, что недоступно для ряда схемных решений (например, преобразователь с разделением звена постоянного тока, преобразователь с общим ключом на 2 фазы, преобразователь Миллера и др.).
4. Схема позволяет реализовать 3 основных алгоритма работы преобразователя – возможность формирования всех трех контуров напряжения: положительного, отрицательного, сохранения энергии.
5. Схема имеет возможность направлять энергию, запасенную в электромагнитном контуре ВИМ, в конденсатор / для пополнения энергии источников и, следовательно, для дальнейшего использования, чем повышает энергоэффективность привода.

Недостатки схемы:

1. Схема требует два независимых гальванически развязанных источника питания. Однако это может быть обращено в преимущество. Так, при наличии двух источников происходит резервирование ВИП (если один источник выходит из строя, ВИП продолжит работать, потеряв мощность одной фазы).
2. Схема не позволяет реализовать алгоритм работы нулевого контура.

## Выводы

Проведем анализ представленных выше схем преобразователей и сравним их достоинства и недостатки с достоинствами и недостатками предлагаемого схемотехнического решения.

Приведенные выше одноключевые схемы (исключая предлагаемую схему) имеют меньшую стоимость за счет применения одного ключа, но не удовлетво-

ряют нескольким основным требованиям эффективных преобразователей для ВИП, таким как независимая работа фаз, не позволяют формировать все 4 режима работы контуров (положительный, нулевой, отрицательный, контур сохранения энергии), обладают низкой эффективностью, а также имеют ограничение по числу фаз.

Схемы с  $(q + 1)$  ключами обладают одним или несколькими существенными недостатками: не обеспечивают независимую работу фаз, не реализуют один или несколько режимов работы, имеют напряжения значительно выше напряжения источника, имеют сложную и негибкую систему управления, высокие пульсации момента, достаточно большое время рассеивания и, следовательно, низкие скорости коммутации, обладают в целом меньшей эффективностью и зачастую довольно высокой стоимостью (за счет применения дополнительных диодов, индукторов, конденсаторов).

Преобразователи с  $1.5q$  ключами на  $q$  фаз и независимым контролем тока фазы обеспечивают независимый контроль и позволяют реализовать все алгоритмы работы, но подходят только для ВИП с четным числом фаз; часть ключей работают для двух фаз, что увеличивает нагрузку на них и снижает надежность привода.

Приведенные  $2q$  ключевые схемы асимметричных преобразователей являются наиболее применимыми в настоящее время. Каждая из этих схем позволяет реализовать все основные алгоритмы работы, независимое управление фазой, регулирование тока, рекуперацию энергии источника (кроме асимметричного преобразователя с параллельным мультikonденсатором), а также обеспечивает повышенное напряжение при включении (кроме простого асимметричного преобразователя). Эти схемы отвечают требованиям высокопроизводительных приводов.

Квазирезонансный преобразователь обеспечивает высокую эффективность ВИП и быстрое размагничивание фазы при коммутации, возможность реализации всех 4 алгоритмов работы, но имеет высокие значения токов на конденсаторе; его топология сложна, что делает преобразователь дорогостоящим, а систему управления сложной.

Предлагаемая схема обладает следующими достоинствами: схема питания фазы ВИМ имеет один ключ на одну фазу; схема может быть применена для ВИД с любым количеством фаз; схема обеспечивает независимое управление фазами; схема позволяет реализовать 3 основных алгоритма работы преобразователя; схема имеет возможность направлять энергию, запасенную в электромагнитном контуре ВИМ, в конденсатор / для пополнения энергии источников. Эти достоинства недоступны для ряда схемных решений.

Однако предлагаемая схема имеет и недостатки: требует два независимых гальванически развязанных источника питания; не позволяет реализовать алгоритм работы нулевого контура.

Предлагаемая одноключевая схема наиболее удобна для питаемых от автономных источников электроэнергии (аккумуляторов, суперконденсаторов) электроприводов, т. к. удобно получить 2 одинаковых источника.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Птах Г.К.* Вентильно-индукторный реактивный электропривод средней и большой мощности: зарубежный и отечественный опыт // *Электротехника: сетевой электронный научный журнал.* 2015. № 3. С. 23–33.

2. *Petrushin A., Voron O.* Improving the Energy Efficiency of Electric Machines for Specialized Railway Rolling Stock // XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives(ACED). Ekaterinburg, 2021. Pp. 1–4.
3. Switched reluctance motors offer simple design with effective power. <https://acim.nidec.com/motors/products-services/switched-reluctance-motors> (дата обращения: 19.04.2022).
4. SR Drives is a leader in switched reluctance motor and drive technology. <https://acim.nidec.com/drives/trusted-brands/sr-drives> (дата обращения: 19.04.2022).
5. *Кузнецов В.А., Кузмичев В.А.* Вентильно-индукторные двигатели. М.: МЭИ, 2003. 70 с.
6. *Петрушин А.Д., Пахомин С.А., Седов В.И., Щербаков В.Г.* Тяговые электрические машины подвижного состава: учеб. пособие в 3 ч. Ч. III. Ростов-на-Дону: ФГБОУ ВПО РГУПС, 2013. 179 с.
7. *Petrushin A., Miroshnichenko E., Tchavychalov M.* Increasing the Field Reliability of Traction Switched Reluctance Motor Drive of Railway Rolling Stock // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2015. Vol. 10, № 5. Pp. 102–106.
8. *Miller T.J.E.* Switched Reluctance motor and their Control. Glasgow: Magna Physics Publishing and Clarendon Oxford Press, 1993. 203 p.
9. *Mehta N.D., Haque A.M., Patel A.P.* A review of switched reluctance motor converter topologies for au-tomotive applications // International Journal of Engineering Technology, Management and Applied Sciences. 2018. Vol. 6, № 2. Pp. 7–17.
10. *Torsten Wichert M.Sc.* Design and construction modifications of switched re-luctance machines. Ph.D. Thesis. Warsaw. Warsaw University of Technology, Institute of Electrical Machines, 2008, 161 p.
11. *Jin-Woo Ahn.* Switched reluctance motor // Torque Control, 2011, Ch. 8. Pp. 201–252.
12. *Suppharangsarn W.* A new switching technique for minimisation of dc-link ca-pacitance in switched reluctance machine drives. Ph.D. Thesis. Sheffield. The University of Sheffield, 2012. 270 p.
13. *Pollock C., Williams B.W.* A unipolar converter for a switched reluctance motor // IEEE Transactions on Industry Applications, 1990. Vol. 26, № 2. Pp. 44–49.
14. *Archana G. Thosar, Rakesh D. Zalke.* C-Dump converter for switched reluctance motor // 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, 2017. Pp. 1733–1738.
15. *Yong-Ho Yoon, Yuen-Chung Kim, Sang-Hoon Song, Chung-Yuen Won.* Control of c-dump converters fed from switched reluctance motors on an automotive application // Journal of Power Electronics, 2005. Vol. 5, № 2. Pp. 120–128.
16. *Jin-Woo Ahn.* Design and Drive Characteristics of Low Voltage 8/6 SRM for Fan Application // The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers. 2014. Vol. 63, № 10. Pp. 1371–1376.
17. *Le-Huy H., Slimani K., Viarouge P.* A current-controlled quasi-resonant converter for switched-reluctance motor // IEEE Transactions on industrial electronics. 1991. Vol. 38, № 5. Pp. 355–362.
18. *Rashidi A., Saghainnejad S.M., Mousavi S.J.* Acoustic noise reduction and power factor correction in switched reluctance motor drives // Journal of Power Electronics, 2011. Vol. 11, № 1. Pp. 37–44.
19. Патент 2459341 (Ru), МПК H02K 29/00, H02P 6/00, H02P 25/08, H02K 19/06. Электропривод одноключевой. А.Д. Петрушин, Р.М. Девликамов, В.Ю. Смачный. № 2011119730/07; заявл. 16.05.2011; опубл. 20.08.2012. Бюл. № 23. 4 с.
20. Патент 2704494 (Ru), H02K 29/00, H02P 25/086. Электропривод одноключевой многофазный. А.Д. Петрушин, В.Ю. Смачный. № 2019102994; заявл 04.02.2019; опубл. 29.10.2019. Бюл. № 31. 4 с.
21. *Petrushin A., Smachney V., Petrushin D.* Research of options for maintaining the operability of the traction switched reluctance motors in emergencies // IOP Conference Series. Materials Science and Engineering. Bristol, 2020. Vol. 950. Pp. 1–8.

*Статья поступила в редакцию 16 января 2022 г.*



# ANALYSIS OF CONVERTER CIRCUITS USED TO POWER THE PHASES OF SWITCHED RELUCTANCE DRIVES

*V. Yu. Smachny*\*

Rostov State Transport University

2, Rostov Rifle Regiment of the People's Militia sq., Rostov-on-Don, 344038, Russia

E-mail: smachney87@mail.ru

**Abstract.** *Switched reluctance drive (SRD) is a promising electromechanical energy converter. It has a simple design of the active part, is reliable in operation, manufacturable, and has high-energy performance. An important element of the SRD is a converter that regulates the phase current. The performance, size and cost of the SRD largely depend on the type and power of the converter chosen.*

*The article analyzes the existing topologies of SRD converters, the characteristics and features of the work of converters implemented according to these topologies, and classifications of topologies of converters are given.*

*A new single-switch topology of the converter is proposed, containing 2 independent galvanically isolated DC voltage sources, 2 capacitors, a diode, a semiconductor switch and a stator winding of the Switched Reluctance Motor (SRM) phase, divided into 2 half-windings. Analysis of the characteristics showed that the proposed circuit has all the advantages necessary for a modern SRD converter: it can be used for SRD with any number of phases; the circuit provides independent phase control; allows you to implement 3 main algorithms for the operation of the converter – the possibility of forming all three voltage circuits: positive, negative, energy conservation.*

*The main area of application of the converter with a new topology is determined - these are electric drives of mechanisms, for which, in addition to energy efficiency, the tasks of ensuring their reliable operation, as well as reducing the cost of technical solutions used in practice, are also relevant. Reliability increase is achieved due to the ability to carry out full redundancy of all components of each phase, including power supplies, when creating an electromagnetic torque on the shaft, cost reduction is achieved through the use of one switch element per phase.*

**Keywords:** *switched reluctance drive, topology of converter, circuit design solution, classification of converters, semiconductor switch, phase winding, diode, source, circuit, winding inductance, flux linkage, rotor angle, phase current, electromagnetic torque, single-switch converter.*

## REFERENCES

1. *Ptah G.K.* Switched reluctance reactive electric drive of medium and high power: foreign and domestic experience // *Electrical engineering: network electronic scientific journal.* 2015. № 3. Pp. 23–33.
2. *Petrushin A., Voron O.* Improving the Energy Efficiency of Electric Machines for Specialized Railway Rolling Stock // XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives(ACED). Ekaterinburg, 2021. Pp. 1–4.
3. Switched reluctance motors offer simple design with effective power. <https://acim.nidec.com/motors/products-services/switched-reluctance-motors> (дата обращения: 19.04.2022).
4. SR Drives is a leader in switched reluctance motor and drive technology. <https://acim.nidec.com/drives/trusted-brands/sr-drives>(датаобращения: 19.04.2022).

---

\* *Vladislav Yu. Smachny, head of the Employment and Career Monitoring Department of the RSTU Career Development Center, assistant.*

5. *Kuznetsov V.A., Kuzmichev V.A.* Ventil'no-induktornyye dvigateli. M.: MAI, 2003. 70 p.
6. *Petrushin A.D., Pakhomin S.A., Sedov V.I., Shcherbakov V.G.* Tyagovyye elektricheskiye mashiny podvizhnogo sostava: uchebnoye posobiye v 3 chastyakh. Chast' III. Rostov-on-Don: RSTU, 2013. 179 p.
7. *Petrushin A., Miroshnichenko E., Tchavychalov M.* Increasing the Field Reliability of Traction Switched Reluctance Motor Drive of Railway Rolling Stock // *Journal of Engineering and Applied Sciences*. 2015. Vol. 10, № 5. Pp. 102–106.
8. *Miller T.J.E.* Switched Reluctance motor and their Control. Glasgow: Magna Physics Publishing and Clarendon Oxford Press, 1993. 203 p.
9. *Mehta N.D., Haque A.M., Patel A.P.* A review of switched reluctance motor converter topologies for au-tomotive applications // *International Journal of Engineering Technology, Management and Applied Sciences*. 2018. Vol. 6, № 2. Pp. 7–17.
10. *Torsten Wichert M.Sc.* Design and construction modifications of switched re-luctance machines. Ph.D. Thesis. Warsaw. Warsaw University of Technology, Institute of Electrical Machines, 2008, 161 p.
11. *Jin-Woo Ahn.* Switched reluctance motor // *Torque Control*, 2011, Ch. 8. Pp. 201–252.
12. *Suppharangsarn W.* A new switching technique for minimisation of dc-link ca-pacitance in switched reluctance machine drives. Ph.D. Thesis. Sheffield. The University of Sheffield, 2012. 270 p.
13. *Pollock C., Williams B.W.* A unipolar converter for a switched reluctance motor // *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1990. Vol. 26, № 2. Pp. 44–49.
14. *Archana G. Thosar, Rakesh D. Zalke.* C-Dump converter for switched reluctance motor // 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, 2017. Pp. 1733–1738.
15. *Yong-Ho Yoon, Yuen-Chung Kim, Sang-Hoon Song, Chung-Yuen Won.* Control of c-dump converters fed from switched reluctance motors on an automotive application // *Journal of Power Electronics*, 2005. Vol. 5, № 2. Pp. 120–128.
16. *Jin-Woo Ahn.* Design and Drive Characteristics of Low Voltage 8/6 SRM for Fan Application // *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*. 2014. Vol. 63, № 10. Pp. 1371–1376.
17. *Le-Huy H., Slimani K., Viarouge P.* A current-controlled quasi-resonant converter for switched-reluctance motor // *IEEE Transactions on industrial electronics*. 1991. Vol. 38, № 5. Pp. 355–362.
18. *Rashidi A., Saghaiannejad S.M., Mousavi S.J.* Acoustic noise reduction and power factor correction in switched reluctance motor drives // *Journal of Power Electronics*, 2011. Vol. 11, № 1. Pp. 37–44.
19. Patent 2459341 (Ru), IPC H02K 29/00, H02R 6/00, H02R 25/08, H02K 19/06. Single-switch electric drive. A.D. Petrushin, R.M. Devlikamov, V.Yu. Smachny. No. 2011119730/07; application 16.05.2011; published 20.08.2012, bulletin no 23, 4 p.
20. Patent 2704494 (Ru), H02K29/00, H02P 25/086. Single-switch multiphase electric drive. A.D. Petrushin, V.Yu. Smachny. No. 2019102994; application 04.02.2019; published 29.10.2019, bulletin no 31, 4 p.
21. *Petrushin A., Smachney V., Petrushin D.* Research of options for maintaining the operability of the traction switched reluctance motors in emergencies // *IOP Conference Series. Materials Science and Engineering*. Bristol, 2020. Vol. 950. Pp. 1–8.

**ПОДПИСКА – 2022  
на январь-декабрь**

**в «Объединенном каталоге «Пресса России» на  
сайтах [www.pressa-rf.ru](http://www.pressa-rf.ru) и [www.akc.ru](http://www.akc.ru),**

**Уважаемые читатели!  
Обратите внимание, что с 1 сентября 2021 г. проводится  
подписная кампания на журналы  
Самарского государственного технического  
университета на 2022 год**

**18106 Вестник Самарского государственного технического уни-  
верситета. Серия «Технические науки»**

**18107 Вестник Самарского государственного технического уни-  
верситета. Серия «Психолого-педагогические науки»**

**18108 Вестник Самарского государственного технического уни-  
верситета. Серия «Физико-математические науки»**

**41340 Вестник Самарского государственного технического уни-  
верситета. Серия «Философия»**

**70570 Градостроительство и архитектура**

***Условия оформления подписки Вы найдете  
на сайтах [www.pressa-rf.ru](http://www.pressa-rf.ru) и [www.akc.ru](http://www.akc.ru),***