

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

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

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

№ 3

Нижний Новгород 2020

УДК 621.3
ББК 31.2

Интеллектуальная электротехника / НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2020. № 3 (11). – 115 с.

Выходит 4 раза в год

Главный редактор А.Б. Лоскутов

зам. гл. редактора

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

отв. секретарь

Андрей Владимирович Шалухо канд. техн. наук

отв. редактор

Валерия Игоревна Казакова канд. филос. наук, доцент

гл. редактор выпуска

Иван Алексеевич Липужин канд. техн. наук

ЧЛЕНЫ РЕДКОЛЛЕГИИ:

Геннадий Яковлевич Вагин	д-р техн. наук, профессор
Николай Иванович Воропай	член-корр. РАН, д-р техн. наук, профессор
Леонид Абрамович Герман	д-р техн. наук, профессор
Игорь Васильевич Гуляев	д-р техн. наук, профессор
Анатолий Викторович Кузнецов	д-р техн. наук, профессор
Александр Леонидович Куликов	д-р техн. наук, профессор
Виктор Николаевич Мещеряков	д-р техн. наук, профессор
Георгий Борисович Онищенко	д-р техн. наук, профессор
Александр Сергеевич Плехов	канд. техн. наук, доцент
Александр Юрьевич Смирнов	д-р техн. наук, доцент
Владимир Георгиевич Титов	д-р техн. наук, профессор
Олег Станиславович Хватов	д-р техн. наук, профессор
Юрий Иванович Хохлов	д-р техн. наук, профессор
Александр Иванович Чивенков	д-р техн. наук, профессор
Roustiam Chakirov	Dr.-Ing., Prof. Dr., проф. H-BRS, Германия

Учредитель:

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

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

Электронная версия журнала: <https://ie.nntu.ru>

ISSN 2658-6754

УДК 621.3

© Нижегородский государственный технический
университет им. Р.Е. Алексеева, 2020

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ	4
Севостьянов А.А. Способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения.....	4
Ермолаев А.И. Оценка снижения электрической мощности при механической синхронизации асинхронных электродвигателей в составе многодвигательного агрегата.....	16
Калинин Е.В., Чивенков А.И. Влияние магнитной текстуры трансформаторных сталей на магнитное поле шихтованных сердечников...	35
Смирнов А.Ю., Александрова Е.Н., Усунц-Кригер Т.Н. Построение механических характеристик асинхронных двигателей по паспортным данным	53
Гольдштейн В.Г., Инаходова Л.М., Казанцев А.А. Исследование электрических режимов при использовании инновационных конструкций силовых трансформаторов в системах электроснабжения нефтегазодобывающих компаний.....	64
Платонов Д.Ю., Голубева Н.Д., Степанов В.П. Погрешность в расчетах потерь электроэнергии в электрических сетях, питающих краны речных портов.....	73
СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА	83
Прокопишин Д.И. Разработка системы управления однофазным активным фильтром на основе контроля напряжения звена постоянного тока.....	83
Ваняев В.В. Расчет емкостного фильтра мостового выпрямителя.....	93
Абузяров Т.Х. Особенности имитационного моделирования сдвоенного преобразователя для электротранспорта с пространственно-векторным управлением.....	100
Наши авторы	110

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Поступила в редакцию 28.08.2020
УДК 621.311

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_4

А.А. Севостьянов

СПОСОБ АНАЛИЗА КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЕ ПРОМЫШЛЕННОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

Представлен способ анализа уровней электромагнитных помех для оценки параметров качества электрической энергии (КЭЭ) в системах промышленного электроснабжения. Данный способ может быть использован для определения влияния параметров КЭЭ в трехфазной системе на конечного промышленного потребителя и последующей выработки управляющих воздействий с целью восстановления его нормального электроснабжения.

Ключевые слова: качество электрической энергии, распределенная генерация, система электроснабжения, электромагнитные помехи.

1. Введение

В настоящее время одной из тенденций развития систем промышленного электроснабжения является использование источников распределенной генерации (ИРГ). Стремясь снизить расходы на используемую электрическую и тепловую энергию, промышленные потребители внедряют ИРГ, в том числе – возобновляемые источники энергии (ВИЭ). Это, в свою очередь, содействует возникновению режимов работы систем электроснабжения, на которые применяемые системы защиты и технологического управления промышленным производством не рассчитаны.

У промышленных потребителей, использующих зарубежные производственные технологические линии, соответствующие по своим техническим характеристикам требованиям зарубежных стандартов к качеству электрической энергии (КЭЭ), имеются риски по выпуску некачественной продукции, даже в условиях соблюдения требований отечественного стандарта по качеству электрической энергии [1] в системах электроснабжения

общего назначения [2]. Отсутствие гармонизации стандартов заставляет промышленные предприятия разрабатывать специальные технические и организационные мероприятия по управлению КЭЭ [3]. Для конкретной системы электроснабжения промышленный потребитель имеет возможность разработать варианты восстановления параметров КЭЭ, влияющих на технологический процесс и зависящих от схемно-режимных условий. Важно то, что ограничения на отклонения параметров КЭЭ зависят от особенностей технологического процесса промышленного потребителя и влияния параметров КЭЭ на качество выпускаемой продукции [4].

В таких условиях целесообразна разработка системы анализа КЭЭ с последующей реализацией управляющих воздействий на элементы электрической сети для восстановления электроснабжения с заданными требованиями к КЭЭ. Основу такой системы могут составлять результаты имитационного моделирования системы промышленного электроснабжения в различных режимах и условиях искажений токов и напряжений [5].

II. Постановка задачи и цели исследования

Необходимость анализа КЭЭ в трехфазной системе промышленного электроснабжения продиктована свойствами нагрузки промышленного потребителя, особенностями его технологических процессов и управления ими, величиной ущербов при нарушении производственных процессов, вызванных отклонениями КЭЭ, а также необходимостью последующей реализации управляющих воздействий для восстановления нормального функционирования технологической системы потребителя.

Для систем электроснабжения с ИРГ (ВИЭ) характерны быстро изменяющиеся режимы, сопровождающиеся существенными отклонениями параметров КЭЭ. При этом для оценки параметров токов и напряжений выделяются короткие временные интервалы (скользящее окно данных), составляющие, например, один период промышленной частоты [6]. Требуемой разрешающей способности по частоте для определения, например, искажающих гармоник на таких коротких временных интервалах не удается достичь [7]. Вследствие этого результаты вычисления некоторых параметров КЭЭ будут неточными и не соответствующими реальной ситуации с искажениями токов и напряжений. Соответственно, в системах промышленного электроснабжения целесообразна разработка новых методов анализа и идентификации искажений токов и напряжений.

Важной задачей, связанной с анализом искажений токов и напряжений, является распознавание сигналов. При наличии результатов имитационного моделирования искаженных сигналов токов и напряжений, характерных для функционирования отдельных (или совокупностей) технологических установок, а также различных режимов системы промышленного

электроснабжения, путем распознавания сигналов токов и напряжений возможно обеспечить выявление источников искажений параметров КЭЭ и на основе этой информации организовать процесс восстановления нормального электроснабжения промышленного потребителя. Таким образом, разработка способа анализа качества электрической энергии в трехфазной системе, учитывающей особенности конкретной системы промышленного электроснабжения, является перспективной [8].

III. Описание и обоснование метода решения

В настоящее время известен ряд способов определения параметров КЭЭ трехфазной сети [9, 10], недостатком которых является ограниченная применимость в системах промышленного электроснабжения: они не позволяют при необходимости выявить источники и степень искажения синусоидальных колебаний тока и напряжения.

Поставленная цель может быть достигнута путем анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения, содержащим этапы, на которых измеряют совокупность электрических величин (при этом совокупность содержит одну электрическую величину на каждую фазу) и формируют пространственный вектор на основе моментального трехмерного преобразования совокупности измеренных электрических величин. В соответствии с этим, текущую совокупность комплексных мгновенных значений пространственного вектора нормируют в заданном скользящем окне и затем подают на блок распознавания. На другие входы блока распознавания подают сформированные по результатам имитационного моделирования аналогичные совокупности комплексных мгновенных значений пространственного вектора, характерные и соответствующие нарушениям показателей качества электрической энергии в анализируемой системе электроснабжения промышленного потребителя. По результатам сравнения в блоке распознавания текущей совокупности комплексных мгновенных значений пространственного вектора с совокупностями комплексных мгновенных значений пространственного вектора, полученными по результатам имитационного моделирования, определяют соответствующие им условия, а также степень и источник искажений токов и напряжений в трехфазной системе промышленного электроснабжения. При этом формируют сигнал, характеризующий нарушения качества электрической энергии, на выходе блока распознавания.

На рис. 1 представлена структурная схема устройства, реализующего способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения.

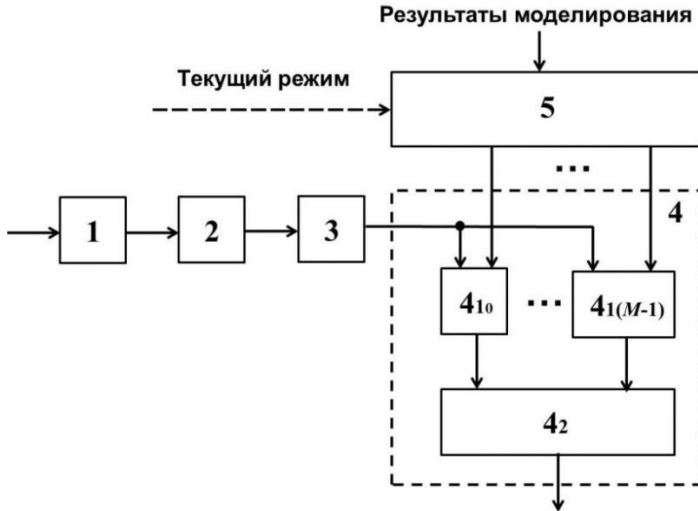


Рис. 1. Структурная схема устройства, реализующего способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения

Система, реализующая способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения (рис. 1), включает последовательно соединенные модуль сбора данных 1, модуль трехмерного преобразования 2, модуль нормировки 3, блок распознавания 4. Выходы под номером m ($m = 0, \dots, M-1$) блока хранения результатов имитационного моделирования 5 подключены к соответствующим вторым входам под номером m блока распознавания 4. Входы блока 5 хранения результатов имитационного моделирования служат для загрузки данных имитационного моделирования, а также ввода информации о текущем режиме функционирования системы промышленного электроснабжения. Вход модуля сбора 1 данных подключен ко входу устройства, а выход блока распознавания 4 – к выходу устройства.

Блок распознавания 4 включает M модулей $4_{10} \dots 4_{1(M-1)}$ сравнения и модуль 4_2 анализа результатов сравнения. При этом первые входы m -го модуля сравнения 4_m ($m = 0, \dots, M-1$) подключены ко входу блока распознавания 4, а вторые входы m -го модуля сравнения 4_m подключены к соответствующему второму входу блока 4 распознавания под номером m . Выходы модулей сравнения $4_{10} \dots 4_{1(M-1)}$ через модуль анализа 4_2 результатов сравнения подключены к выходу блока распознавания 4.

Система, реализующая способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения, функционирует следующим образом. Каждой отдельной точке присоединения промышленного потребителя соответствует собственный набор искажений синусоидальности токов и напряжений, зависящий от технологических особенностей нагрузки и режимов функционирования системы электроснабжения, определяемый, в том числе, посредством имитационного моделирования.

Для обеспечения эффективного функционирования способа анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения реализуется предварительное имитационное моделирование, целями которого являются:

- определение режимов функционирования системы промышленного электроснабжения с учетом особенностей промышленной нагрузки, а также возможностей проведения ремонтно-эксплуатационных работ;
- выявление режимов с возможными существенными отклонениями параметров КЭЭ, требующих реализации мероприятий по восстановлению нормального функционирования системы промышленного электроснабжения;
- создание специальной базы данных сигналов токов и напряжений для каждого из режимов с существенными отклонениями параметров КЭЭ, которые характеризуют степень и источник искажающих воздействий.

При реализации способа анализа качества электрической энергии и выполнении предварительного имитационного моделирования формируется база данных искаженных сигналов токов и напряжений при существенных отклонениях параметров КЭЭ в различных режимах функционирования системы промышленного электроснабжения. Результаты имитационного моделирования вносятся в память блока 5 хранения результатов моделирования (рис. 1) для последующего выбора совокупности искаженных сигналов токов и напряжений в определенном режиме работы системы промышленного электроснабжения.

Модуль 1 устройства, реализующего способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения, позволяет получать величины фазных значений токов и напряжений в точке присоединения. В нем выполняется аналого-цифровое преобразование, и на его выход подаются мгновенные значения фазных токов и напряжений. Модуль 1 подключен к модулю 2 трехмерного преобразования (рис. 1). В каждый момент времени модуль 2 принимает мгновенные значения фазных токов и/или напряжений $x_a(n)$, $x_b(n)$, $x_c(n)$ (где n – текущее дискретное время), измеренные в точке присоединения трехфазной элек-

трической сети. В модуле 2 осуществляется преобразование Кларка, являющееся разновидностью преобразования симметричных составляющих:

$$\begin{bmatrix} x_a(n) \\ x_b(n) \\ x_o(n) \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(n) \\ x_b(n) \\ x_c(n) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Две первые составляющие, полученные в результате преобразования (1), объединяются для получения комплексного числа, зависящего от дискретного времени и называемого пространственным вектором:

$$\underline{x}(n) = x_a(n) + j \cdot x_b(n). \quad (2)$$

Пространственный вектор содержит всю необходимую информацию об исходной трехфазной системе для анализа КЭЭ. Если трехфазная система является сбалансированной (уравновешенной), пространственный вектор описывает окружность на комплексной плоскости. Нарушение синусоидальности сигналов токов и напряжений приводит к деформации пространственного вектора, видимой на комплексной плоскости. Деформации позволяют характеризовать и количественно определять различные нарушения, влияющие на трехфазную электрическую сеть.

В результате трехмерного преобразования (1) по фазным мгновенным значениям получают также составляющую нулевой последовательности $x_o(n)$, которая является действительной величиной. Поскольку пространственный вектор содержит всю необходимую информацию об искажениях токов и/или напряжений, составляющая нулевой последовательности может не использоваться при реализации предлагаемого способа анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения.

Мгновенные значения комплексного вектора из модуля 2 устройства поступают на модуль 3 нормировки. В модуле 3 в скользящем окне данных, включающем, например, N комплексных отсчетов (мгновенных значений) пространственного вектора, производится их нормировка (приведение к нормированному виду) по энергии. Для этого вычисляется энергия совокупности N комплексных значений пространственного вектора в текущем скользящем окне, и каждое из комплексных мгновенных значений пространственного вектора этого текущего скользящего окна нормируется к рассчитанной энергии. Впоследствии нормированные совокупно-

сти комплексных мгновенных значений пространственного вектора из модуля 3 поступают в блок 4 распознавания.

Рассмотрим принцип организации процедуры распознавания в блоке 4 искаженной совокупности комплексных мгновенных значений пространственного вектора (комплексного дискретного сигнала $\underline{x}(n)$) в скользящем окне данных, включающем N отсчетов.

Пусть на вход блока 4 распознавания поступает дискретный комплексный сигнал $\underline{x}(n)$. Примем, что $\underline{x}(n)$ входит в совокупность из M дискретных сигналов $\{\underline{x}_m(n), m = 0, \dots, M-1\}$, характеризует возможные отклонения показателей КЭЭ конкретной системы электроснабжения в текущем режиме ее функционирования. Комплексные дискретные сигналы $\underline{x}_m(n)$ нормированы по энергии (имеют одинаковую энергию):

$$E = E_m = \sum_{i=0}^{N-1} \underline{x}_m(i) \cdot \underline{x}_m^*(i). \quad (3)$$

Блок 4 решает задачу распознавания: какой из комплексных дискретных сигналов поступил на его вход. При решении задачи распознавания задействуется блок 5 хранения результатов имитационного моделирования. В соответствии с текущим режимом функционирования системы промышленного электроснабжения, блок 5 хранения результатов имитационного моделирования подает на вторые входы модулей сравнения $4_{10} \dots 4_{1(M-1)}$ комплексные дискретные сигналы, соответствующие текущему режиму и характеризующие возможные искажения параметров КЭЭ трехфазной системы промышленного электроснабжения. На первые входы модулей сравнения поступает комплексный дискретный сигнал с выхода модуля 3 нормировки. В модулях сравнения $4_{10} \dots 4_{1(M-1)}$ блока 4 реализуется сравнение комплексного дискретного сигнала, поступившего на вход блока 4 с каждым из хранящихся комплексных дискретных сигналов в блоке 5, соответствующих текущему режиму системы электроснабжения. По результатам сравнения модулем анализа 4_2 блока 4 принимается решение о том, какой комплексный дискретный сигнал действует на входе и, соответственно, какой вариант отклонений параметров КЭЭ характерен для текущего режима системы электроснабжения.

Поскольку при имитационном моделировании для текущего режима функционирования системы электроснабжения и варианта отклонений параметров КЭЭ задается степень и источник трехфазных искажений токов и напряжений, то на основе реализации процедуры распознавания можно выявить степень и источник искажений токов и напряжений в трехфазной системе промышленного электроснабжения.

В модулях сравнения блока 4 при сравнении сигналов $\underline{x}(n)$ и $\underline{x}_m(n)$ устанавливается степень их взаимного соответствия по форме. В качестве меры соответствия нормированных по энергии комплексных дискретных сигналов может быть выбрана энергия разностного сигнала, определяемая как:

$$E_p = \sum_{i=0}^{N-1} (\underline{x}(i) - \underline{x}_m(i)) \cdot (\underline{x}(i) - \underline{x}_m(i))^* \quad (4)$$

В случае совпадения сигналов $\underline{x}(n)$ и $\underline{x}_m(n)$ их разность равна нулю, соответственно и $E_p = 0$. Следовательно, чем меньше энергия разностного сигнала, тем в большей степени сигналы $\underline{x}(n)$ и $\underline{x}_m(n)$ соответствуют друг другу.

Производя вычисления по (4), получаем:

$$E_p = \sum_{i=0}^{N-1} (\underline{x}(i) - \underline{x}_m(i)) \cdot (\underline{x}(i) - \underline{x}_m(i))^* = E + E_m - R - R^*, \quad (5)$$

где E и E_m – энергии комплексных дискретных сигналов;

$$R = \sum_{i=0}^{N-1} \underline{x}(i) - \underline{x}_m^*(i) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} \underline{x}^*(i) - \underline{x}_m(i) \right)^* = R^*, \quad (6)$$

коэффициент взаимной корреляции между комплексными дискретными сигналами. В (6) учтено, что коэффициент корреляции обладает сопряженной симметрией относительно своих индексов.

Таким образом, с учетом свойств коэффициента корреляции, выражение для разностной энергии получим в виде:

$$E_p = E + E_m - R - R^* = E + E_m - 2 \cdot \text{Re}(R). \quad (7)$$

Поскольку энергия разностного сигнала является положительной величиной $E_p \geq 0$, действительная часть коэффициента корреляции не превосходит полусуммы энергии сравниваемых сигналов:

$$\text{Re}(R) \leq \frac{(E + E_m)}{2}. \quad (8)$$

Отметим, что чем больше значение действительной части коэффициента корреляции, тем меньше энергия разностного сигнала и тем больше

сигналы подобны друг другу по форме. При совпадении сравниваемых комплексных дискретных сигналов коэффициент корреляции максимален и равен их энергии (6). Таким образом, сравнение комплексных дискретных сигналов может также осуществляться и на основе анализа значений коэффициента корреляции. При этом гарантируется, что максимальное значение действительной части коэффициента корреляции будет получено только в том модуле сравнения блока 4, где произошло совпадение по форме анализируемого и эталонного комплексных дискретных сигналов. Номер этого модуля сравнения блока 4 распознавания может быть установлен модулем анализа 4_2 по максимальному действительному значению коэффициента корреляции.

Согласно (6), модуль коэффициента корреляции является симметричным относительно индексов, т.е., $|R| = |R^*|$, а использование неравенства Буняковского-Шварца приводит к выражению:

$$|R| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \underline{x}(i) - \underline{x}_m^*(i) \right| \leq \sqrt{E} \cdot \sqrt{E_m}, \quad (9)$$

в котором равенство достигается при совпадении комплексных дискретных сигналов.

Таким образом, свойства модуля коэффициента корреляции аналогичны свойствам его действительной части. Поэтому при организации процедуры распознавания в блоке 4 может использоваться и модуль коэффициента корреляции. В блок 5 хранения результатов имитационного моделирования устройства (рис. 1), реализующего способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе промышленного электроснабжения, поступает информация о текущем режиме, выраженная, например, в виде номера режима. Такая информация может поступать, например, из SCADA-системы или из систем диспетчерско-технологического управления системой электроснабжения. Номер режима определяет текущий набор M комплексных дискретных сигналов, выдаваемых с выходов блока 5 хранения результатов имитационного моделирования в блок 4 распознавания. Информация о текущем режиме функционирования системы промышленного электроснабжения необходима для снижения вычислительной нагрузки на блок 4 распознавания.

В случае отсутствия канала связи для передачи информации о текущем режиме или, например, отсутствии ограничений на быстродействие и вычислительную нагрузку блока 5 распознавания возможна работа устройства в автономном режиме, когда распознавание блоком 4 реализуется по всему массиву комплексных дискретных сигналов, в частности,

путем последовательного перебора всех возможных режимов функционирования системы промышленного электроснабжения.

IV. Заключение

Предлагаемый способ анализа КЭЭ в трехфазной системе промышленного электроснабжения с учетом данных имитационного моделирования и распознавания комплексных дискретных сигналов позволяет фиксировать факт отклонений параметров КЭЭ от значений, необходимых для функционирования конкретной системы промышленного электроснабжения, а также определять степень и источник искажений токов и напряжений. Разработан способ анализа качества электрической энергии в трехфазной системе, учитывающей особенности конкретной системы промышленного электроснабжения.

© Севостьянов А.А., 2020

Библиографический список

- [1] ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. 2014-07-01. М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
- [2] Вагин Г.Я., Куликов А.Л. Качество электрической энергии в системах электроснабжения. Анализ состояния методов нормирования и контроля // Электрические станции. 2019. № 6 (1055). С. 54-59.
- [3] Вагин Г.Я., Севостьянов А.А. Интеллектуальные электрические сети: Требования к электромагнитной совместимости технических средств // Интеллектуальная электротехника. 2020. №1 (9). С. 5-12.
- [4] Солнцев Е.Б. Разработка технико-экономических характеристик электроприемников и узлов нагрузки машиностроительных предприятий при отклонениях напряжения и частоты: дис. канд. техн. наук, ГПИ им. А.А. Жданова, Горький, 1986. – 258 с.
- [5] Волошко А.В., Харчук А.Л. К вопросу мониторинга качества электрической энергии // Известия Томского политехнического университета. 2015. Т. 326. № 3. С. 76-85.
- [6] Илюшин П.В., Куликов А.Л. Автоматика управления нормальными и аварийными режимами энергорайонов с распределённой генерацией. Н. Новгород: НИУ РАНХиГС, 2019. – 364 с.
- [7] Рибейро П.Ф., Дуке К.А., да Силвейра П.М., Серкейра А.С. Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2020. – 480 с.
- [8] Вагин Г.Я., Лоскутов А.Б., Севостьянов А.А. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике. Н. Новгород: НГТУ, 2004. – 214 с.
- [9] Шидловский А.К., Невмержицкий Н.И., Таранов С.Г., Гринберг И.П., Брайко В.В., Галицкий Р.М., Карасинский О.Л., Мирфайзиев О.М., Собонович В.В.,

Хусид Р.Б., Цыганок А. М., Ящук В.А. Способ определения параметров качества электрической энергии трехфазной сети, Пат. 1109655 SU, заявл. 21.02.79; опубл. 23.08.84. – Бюл. № 31.

- [10] Лепреттр Б., Крачун О., Баша С., Гранжон П., Радю Д. Способ и устройство анализа качества электрической энергии в трехфазной электрической сети, Пат. 2613584 RU, заявл. 27.11.15; опубл. 17.03.17. – Бюл. № 8.

A.A. Sevostyanov

METHOD FOR ANALYSIS OF POWER QUALITY IN THREE-PHASE INDUSTRIAL POWER SUPPLY SYSTEM

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

Abstract. A method for analyzing the levels of electromagnetic interference for assessing the electric power quality in industrial power supply systems is presented. This method can be used to determine the influence of the electric power quality parameters in a three-phase system on the end industrial consumer and the subsequent development of control actions in order to restore its normal power supply.

Keywords: distributed generation, electromagnetic interference, power supply system, power quality.

References

- [1] Electric energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Power quality limits in the public power supply systems, GOST 32144-2013, July 2014.
- [2] G.Ya. Vagin and A.L. Kulikov, “Electricity quality in power supply systems. Analysis of rationing and control methods”, *Electrical stations*, no. 6 (1055), pp. 54-59, 2019.
- [3] G.Ya. Vagin and A.A. Sevostyanov, “Smart grid: Requirements for electromagnetic compatibility of technical equipment”, *Интеллектуальная электротехника*, no. 1 (9), pp. 5-12, 2020.
- [4] E.B. Solntsev, “*Razrabotka tekhniko-ekonomicheskikh harakteristik elektroprivodnikov i uzlov nagruzki mashinostroitel'nyh predpriyatij pri otkloneniyah napryazheniya i chastoty [Development of technical and economic characteristics of electrical receivers and load nodes of machine-building enterprises with voltage and frequency deviations]*”, Cand. of Tech. S. thesis, Gorky Polytechnic Institute, Gorky, 1986 (in Russian).
- [5] A.V. Voloshko and A.L. Kharchuk, “On the issue of monitoring power quality”, *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, vol. 326. no. 3, pp. 76-85, 2015.
- [6] P.V. Ilyushin and A.L. Kulikov, *Avtomatika upravleniya normal'nymi i avarijnymi rezhimami energorajonov s raspredel'yonnoj generaciej [Automatic control of nor-*

- mal and emergency modes of power districts with distributed generation*]. N. Novgorod: RANEPА, 2019.
- [7] P.F. Ribeiro, A.S. Cerqueira, M.V. Ribeiro, P.M. Silveira and C.A. Duque, *Power systems signal processing for smart grids*. Wiley, 2020.
- [8] G.Ya. Vagin, A.B. Loskutov and A.A. Sevostyanov, *Elektromagnitnaya sovместimost' v elektroenergetike [Electromagnetic compatibility in the electric power industry]*. N. Novgorod: NNSTU, 2004.
- [9] A.K. Shidlovsky, N.I. Nevmerzhitsky, S.G. Taranov, I.P. Grinberg, V.V. Braiko, R.M. Galitsky, O.L. Karasinsky, O.M. Mirfayziev, V.V. Sobotovich, R.B. Khusid, A.M. Tsyganok and V.A. Yashchuk, “*Sposob opredeleniya parametrov kachestva elektricheskoy energii trekhfaznoj seti [Method for determining the quality parameters of electrical energy in a three-phase network]*”, Patent SU 1109655, Aug. 23, 1984 (in Russian).
- [10] B. Leprettre, O. Craciun, S. Bacha, P. Granjon and D. Radu, “*Method and device for analysing the quality of the electrical energy in a three-phase electric network*”, Patent WO 2013/057416, Apr. 25, 2013

Поступила в редакцию 22.08.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_16

УДК 621.3

А.И. Ермолаев

ОЦЕНКА СНИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ ПРИ МЕХАНИЧЕСКОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО АГРЕГАТА

Институт проблем машиностроения РАН
Нижний Новгород, Россия

Предложены математические и имитационные модели для исследования процессов механической синхронизации расположенных на едином вязкоупругом основании асинхронных электродвигателей с неуравновешенными роторами в установившемся режиме работы и модели для исследования потерь мощности и тепловых процессов. Синхронизация механических колебаний возникает вследствие взаимодействия упругих сил в основании при действии на него периодических вынуждающих сил, порождаемых вращением неуравновешенных роторов электродвигателей. На основе этих моделей построены зависимости, описывающие связь между потерями мощности в обмотках двигателей марки ИВ-99Б, изменением скольжения ротора и установившейся температурой двигателя, с одной стороны, и радиусом эксцентриситета и жесткостью колеблющегося основания – с другой. При увеличении радиуса эксцентриситета ротора наблюдались явление захвата частоты, при котором частота вращения ротора ИВ-99Б снижалась на некоторое значение вблизи резонансной, и явление Зоммерфельда, при котором асинхронный двигатель не достиг заданной частоты вращения, а остановился на резонансной. Установлено, что в этих режимах суммарные потери мощности могут превысить потери при номинальном режиме в 2-3 раза, а ток в статорной обмотке – в 1,5-2,5 раза. Экспериментальные исследования синхронизации колебаний двух двигателей на общем основании подтвердили хорошую точность предложенных моделей.

Ключевые слова: асинхронный электродвигатель, вынужденные колебания, механическая синхронизация, нагрев электродвигателя, неуравновешенный ротор, потери мощности.

1. Введение

Механическая синхронизация, возникающая в процессе работы многодвигательных агрегатов, оказывает негативное влияние на их электроприводы, состоящее в ускорении износа подшипников и трущихся частей, снижении точности позиционирования рабочих органов, увеличении тока (а, следовательно, и нагрева), повышении электрических потерь [1, 2]. При конструировании таких объектов как прокатные станы, локомотивы, бумагоделательные

машины, металлорежущие станки, в которых несколько электроприводов установлено на одну станину, важно учитывать эти явления. Например, неустойчивая синхронизация наблюдалась у мотор-компрессора локомотива, находящегося на одной платформе с тяговым приводом [3].

Внешние вибрационные воздействия также участвуют в процессах механической синхронизации [4-5]. Изменение скорости двигателя в условиях вибрации может привести к тяжелейшему из явлений синхронизации – захвату частоты, при котором скорость вращения ротора не достигает требуемого значения [6-8]. Захват частоты может произойти и без постороннего источника колебаний, а вследствие так называемого эффекта Зоммерфельда, выражающегося в неспособности двигателя с неуравновешенным ротором преодолеть барьер, создаваемый упругими силами основания на частоте его собственных колебаний [9]. Эффекту Зоммерфельда больше всего подвержены двигатели малой мощности и машины, работающие на малых оборотах.

Исследованию явлений синхронизации в природе и ее теоретическому описанию посвящены работы Блехмана И.И., Кононенко В.О., Пиковского А.А., Фролова К.В. и др. Изучением условий возникновения и устранения синхронизации в многодвигательных агрегатах занимались Васильков В.Б., Ковригин Д.А., Леонтьева А.В., Ярошевич Н.П. Взаимовлиянию синхронизации электроприводов и возникающих вследствие этого динамических процессов посвящены труды Байкова А.И., Бычкова А.Е., Гордеева Б.А. Анализ научных работ [1-20] показывает, что как общим вопросам синхронизации колебаний в разных областях физики, так и синхронизации двигателей с неуравновешенными роторами посвящено большое количество работ. Вместе с тем, очевидно отсутствие исследований, изучающих влияние синхронизации электродвигателей на протекающие в них электромагнитные и тепловые процессы и оценку электрических потерь вследствие захвата частоты.

II. Физическая модель двух асинхронных электродвигателей, расположенных на общем вязкоупругом основании

Исследования явлений синхронизации (захвата частоты, эффекта Зоммерфельда), возникающей при работе двух электродвигателей, закрепленных на едином вязкоупругом основании, рассмотрены в работах [3-5, 15-20]. Вязкоупругое основание (часть станины агрегата) и расположенные на нем двигатели могут быть представлены физической моделью динамической колебательной системы с одной степенью свободы относительно оси y (рис. 1). Два двигателя жестко установлены на платформе массой m . Вязкоупругие связи характеризуют жесткость и демпфирование участка станины. Для симметричной модели электромеханической системы задаются коэффициенты жесткости C и сопротивления вертикальному движению роторов двигателей – μ .

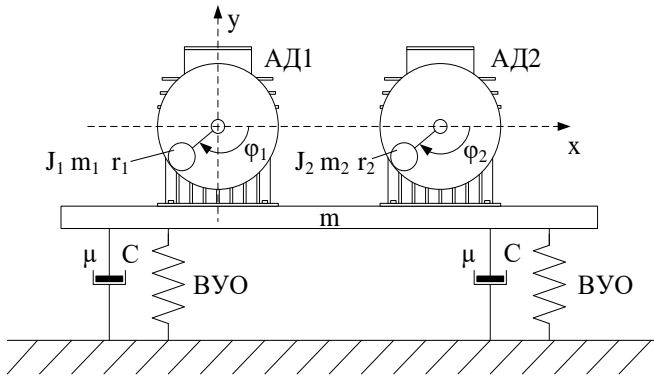


Рис. 1. Физическая модель двух двигателей с неуравновешенными роторами, расположенных на вязкоупругом основании (ВУО)

В целях последующей верификации исследуемой модели натурными испытаниями в качестве двигателей выбраны асинхронные электродвигатели (АД) с неуравновешенными роторами с моментами инерции J_j .

Составим уравнения динамики неуравновешенных роторов АД в обобщенных координатах [4]. Таковыми являются углы поворота роторов – φ_1, φ_2 и вертикальные перемещения центров масс роторов АД – y_1, y_2 . Дифференциальные уравнения линейного движения роторов 1-го и 2-го АД, согласно [4], могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 - \frac{mr_1 \cdot (\dot{\varphi}_1 \cdot \sin \varphi_1 + \dot{\varphi}_1^2 \cdot \cos \varphi_1)}{m + m_1} = \frac{-\mu \cdot \dot{y}_1 - C \cdot y_1}{m + m_1} + g \\ \ddot{y}_2 - \frac{mr_2 \cdot (\dot{\varphi}_2 \cdot \sin \varphi_2 + \dot{\varphi}_2^2 \cdot \cos \varphi_2)}{m + m_2} = \frac{-\mu \cdot \dot{y}_2 - C \cdot y_2}{m + m_2} + g \end{cases}, \quad (1)$$

где m_1, m_2 – массы роторов первого и второго АД; m – масса платформы (с учетом масс статоров двигателей), g – ускорение свободного падения.

Вращательные движения центров масс роторов 1-го и 2-го АД с эксцентриситетами r_1 и r_2 с учетом сил сопротивления ВУО описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} J_1 \ddot{\varphi}_1 = M_1 - M_{c1} - \mu_{r1} \dot{\varphi}_1 + (\ddot{y}_1 - g) \cdot mr_1 \cdot \sin \varphi_1 \\ J_2 \ddot{\varphi}_2 = M_2 - M_{c2} - \mu_{r2} \dot{\varphi}_2 + (\ddot{y}_2 - g) \cdot mr_2 \cdot \sin \varphi_2 \end{cases}, \quad (2)$$

где J_1, J_2 – моменты инерции роторов; r_1, r_2 – радиусы эксцентриситета роторов; M_1, M_2 – электромагнитные моменты электродвигателей; M_{c1}, M_{c2} – моменты нагрузки электропривода; φ_1, φ_2 – углы поворота роторов, отсчитываемые от положительной полуоси x , μ_{r1}, μ_{r2} – коэффициенты сопротивления вращению роторов.

Математическая модель, описывающая электромеханическое взаимодействие АД друг с другом и с ВУО и составленная с применением теории пространства состояний, согласно (1) и (2) описывается (с учетом пренебрежения сопротивлением вращению роторов):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \omega_1 \\ \omega_2 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} \dot{y} \\ -\mu \cdot \dot{y} - C \cdot y + m_1 r_1 \omega_1^2 \cdot \cos \varphi_1 + m_2 r_2 \omega_2^2 \cdot \cos \varphi_2 \\ M_{c1} \\ M_{c2} \\ \omega_1 \\ \omega_2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где матрица системы A имеет следующий вид:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & -m_1 r_1 \cdot \sin \varphi_1 & -m_2 r_2 \cdot \sin \varphi_2 & 0 & 0 \\ 0 & -m_1 r_1 \cdot \sin \varphi_1 & J_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -m_2 r_2 \cdot \sin \varphi_2 & 0 & J_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Как следует из (3), динамическое поведение ВУО зависит от скоростей вращения АД, масс и радиусов эксцентриситета роторов. Наличие эксцентриситета роторов приводит к непостоянству во времени моментов сопротивления на валах электродвигателей, отчего возникают пульсации скоростей вращения роторов.

Закон электромагнитного взаимодействия статора и ротора каждого из АД относительно производной потокосцепления имеют вид линейных дифференциальных уравнений [16, 17, 21]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{sx}}{dt} = U_{sx} - C_1 \cdot \Psi_{sx} + C_2 \cdot \Psi_{rx} + \omega_k \cdot \Psi_{sy} \\ \frac{d\Psi_{sy}}{dt} = U_{sy} - C_1 \cdot \Psi_{sy} + C_2 \cdot \Psi_{ry} - \omega_k \cdot \Psi_{sx} \\ \frac{d\Psi_{rx}}{dt} = C_3 \cdot \Psi_{sx} - C_4 \cdot \Psi_{rx} + (\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{ry} \\ \frac{d\Psi_{ry}}{dt} = -C_3 \cdot \Psi_{ry} + C_4 \cdot \Psi_{sy} - (\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{rx} \\ M = \frac{p \cdot L_{sr}}{L_s \cdot L_r - L_{sr}^2} \cdot (\Psi_{sy} \cdot \Psi_{rx} - \Psi_{sx} \cdot \Psi_{ry}) \end{array} \right. , \quad (4)$$

$$\text{где } C_1 = \frac{R_s \cdot L_r}{L_s \cdot L_r - L_{sr}^2}; \quad C_2 = \frac{R_s \cdot L_{sr}}{L_s \cdot L_r - L_{sr}^2}; \quad C_3 = \frac{R_r \cdot L_s}{L_s \cdot L_r - L_{sr}^2}; \quad C_4 = \frac{R_r \cdot L_{sr}}{L_s \cdot L_r - L_{sr}^2};$$

$R_s, R_r, L_s, L_r, L_{sr}$ – параметры схем замещения АД, значения которых берутся из справочника по электрическим машинам [22]; $\Psi_{sx}, \Psi_{sy}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}$ – проекции потокоцеплений статора и ротора на оси вращающейся системы координат x, y ; U_{sx}, U_{sy} – проекции питающего напряжения на оси x и y ; M – электромагнитный момент двигателя; p – число пар полюсов; ω – синхронная частота двигателя; ω_k – частота вращения системы координат x, y .

Процессы электромагнитного взаимодействия магнитных полей статора и ротора описываются первыми четырьмя уравнениями системы (4). Скорость вращения ротора АД определяется из фундаментального уравнения равновесия моментов электропривода [21]:

$$M - M_c = J_{\Sigma} \cdot \ddot{\phi} = J_{\Sigma} \cdot \dot{\omega}. \quad (5)$$

В процессе своей работы АД неизбежно нагревается из-за потерь в обмотках, в стали и трения в механических узлах. Нагрев двигателя удобно оценивать путем решения уравнения теплового баланса [23]:

$$dQ = dQ_1 + dQ_2, \quad (6)$$

где dQ – количество теплоты, образовавшейся в двигателе; dQ_1 – теплота, идущая на нагрев АД; dQ_2 – теплота, отведенная в окружающую среду.

Уравнение (6) может быть представлено и в ином виде:

$$\frac{\Delta P}{G \cdot c_m} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{\lambda \cdot S}{G \cdot c_m} \cdot \theta, \quad (7)$$

где ΔP – потери мощности в электродвигателе; G – масса электродвигателя; c_m – удельная теплоемкость АД; $\theta = \theta_{эд} - \theta_{охл}$ – разница между температурами электродвигателя $\theta_{эд}$ и окружающей среды $\theta_{охл}$; λ – общий коэффициент теплоотдачи; S – площадь охлаждаемой поверхности АД.

Термодинамическая модель (7) справедлива при некоторых допущениях [23]:

- температура окружающей среды и условия отвода тепла постоянны;
- теплопроводность всех элементов конструкции АД одинакова.

Решение уравнения теплового баланса электродвигателя при его пуске представляется в следующем виде:

$$\theta = \frac{\Delta P}{\lambda \cdot S} \left(1 - e^{-\frac{\lambda \cdot S}{G \cdot c_m} t} \right) = \theta_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (8)$$

где $\theta_{уст}$ – установившаяся температура при непрерывном нагревании двигателя источником тепла мощности ΔP ; τ – постоянная времени нагрева.

Уравнение теплового баланса (7) применяется также при исследовании тепловых процессов в режимах S3-S8 работы электропривода, и при его работе в условиях меняющейся нагрузки. В первом случае учитывается начальная температура $\theta_{нач}$ при изменении режима работы, а во втором также учитывается изменение потерь мощности ΔP , нагревающих двигатель. Решение уравнения теплового баланса для этих случаев будет иметь следующий вид [23]:

$$\theta = \frac{\Delta P}{\lambda \cdot S} \left(1 - e^{-\frac{\lambda \cdot S}{G \cdot c_m} t} \right) + \theta_{нач} \cdot e^{-\frac{\lambda \cdot S}{G \cdot c_m} t} = \theta_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + \theta_{нач} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (9)$$

Выражение (9) справедливо не только для случая нагрева, но и при охлаждении электродвигателя. Важно отметить, что ΔP непостоянна во времени и состоит из потерь в стали $\Delta P_{стали}$, зависящих от частоты питающего напряжения, потерь при трении в подшипниках $\Delta P_{мех}$ и активных потерь в обмотках, зависящих от токов. Потери в меди статора $\Delta P_{ст}$ и ротора $\Delta P_{рот}$ трехфазного АД зависят от нагрузки и определяются выражениями [23]:

$$\begin{cases} \Delta P_{ст} = 3 \cdot I_{ст}^2 \cdot R_{ст} \\ \Delta P_{рот} = 3 \cdot I_{рот}^2 \cdot R_{рот} \end{cases}, \quad (10)$$

где $I_{ст}$ и $I_{рот}$ – действующие значения токов статора и ротора; $R_{ст}$ и $R_{рот}$ – активные сопротивления обмоток статора и ротора соответственно.

При синхронизации, вследствие изменения момента нагрузки по (5), меняется и электромагнитный момент, что, в свою очередь, приводит к изменению токов статора и ротора и потерь мощности [21, 23]:

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega} = \frac{3 \cdot I_{рот}^2 \cdot R_{рот}}{s \cdot \omega} = \frac{3 \cdot I_{ст}^2 \cdot R_{ст} \cdot \cos \varphi - \Delta P_{стали}}{\omega}, \quad (11)$$

где $P_{эм}$ – электромагнитная мощность; s – скольжение ротора; $\cos \varphi$ – коэффициент мощности АД; $\Delta P_{стали}$ – потери мощности в стали статора.

В случае работы двигателя при изменяющейся нагрузке вместо действительного значения тока используют его эквивалентное значение $I_{эkv,ст}$ [23]:

$$I_{эkv,ст} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{I_{ст1}^2 \cdot t_1 + I_{ст2}^2 \cdot t_2 + \dots + I_{стN}^2 \cdot t_N}{t_1 + t_2 + \dots + t_N}}, \quad (12)$$

где T – период колебаний тока; i – мгновенное значение тока статора; $I_{ст1} \dots I_{стN}$ – действительные значения токов статора в интервалах времени $t_1 \dots t_N$.

Аналогичное выражение можно написать для эквивалентного тока ротора $I_{эkv,р}$. Таким образом, потери мощности, приводящие к нагреву электродвигателя, определяются выражением:

$$\Delta P = \Delta P_{мех} + \Delta P_{стали} + 3 \cdot I_{эkv,ст}^2 \cdot R_{ст} + 3 \cdot I_{эkv,р}^2 \cdot R_{рот}. \quad (13)$$

Необходимо отметить, что (13) имеет ограниченную точность, которая дополнительно снижается при резком изменении частоты питающей сети и скорости АД [23]. Однако, поскольку синхронизация будет рассматриваться в режиме установившейся скорости, потери в стали $\Delta P_{стали}$ и потери от трения $\Delta P_{мех}$ можно принять постоянными. По представленным математическим моделям (3)-(5), (10)-(12) была разработана имитационная модель в пакете программ *Matlab Simulink* с целью исследования динамического поведения АД с неуравновешенными роторами, установленных на едином ВУО [24, 25]. При этом в рамках настоящего исследования интерес представляет влияние жесткости ВУО и параметров эксцентриситетов роторов АД на их скорости и токи в статорной и роторной обмотках, а также связанные с этим электрические потери и нагрев. Исследование синхронизации двигателей будет проведено в установившемся режиме.

III. Описание модели для исследования динамического поведения асинхронных электродвигателей с неуравновешенными роторами

Рассмотрим влияние синхронизации колебаний электродвигателей на примере вибрационного стенда, оснащенного парой вибраторов ИВ-99Б ($U = 380$ В, $f = 50$ Гц, $n = 3000$ об/мин, $P = 0,5$ кВт) [26]. Колебательная система имеет одну степень подвижности (в направлении силы тяжести), как показано на рис. 1. Имитационная модель системы двух АД на ВУО приведена на рис. 2. Показаны четыре подсистемы, две из которых описывают электромаг-

нитные процессы в электродвигателях, формирующие электромагнитный момент, третья описывает колебания вязкоупругого основания (станины или стола), на котором установлены электродвигатели, а четвертая позволяет определить потери мощности в обмотках электродвигателей.

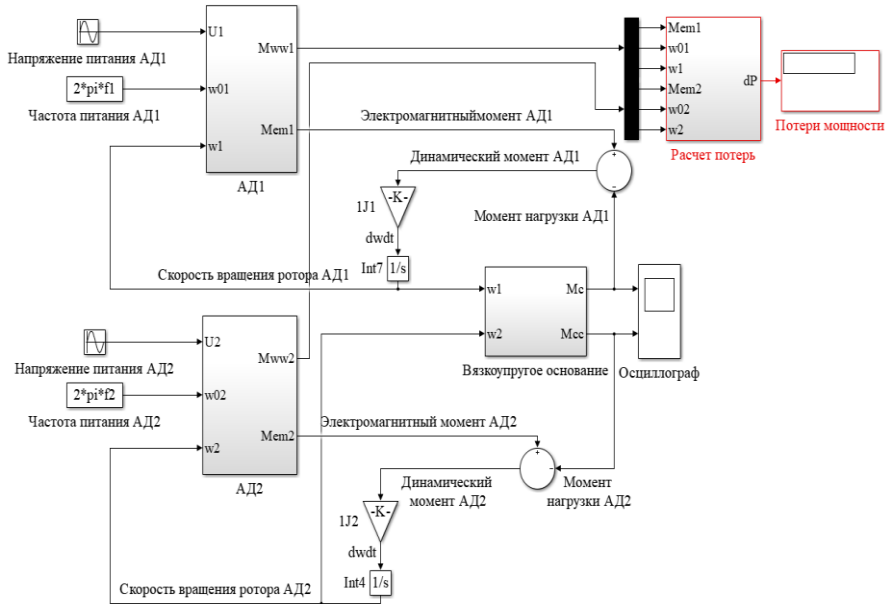


Рис. 2. Имитационная модель динамического поведения двух неуравновешенных двигателей, расположенных на общем основании

На входы блоков электродвигателей (рис. 2) поступают сигналы, пропорциональные значениям фактических скоростей вращения роторов, частоты и амплитуды питающих напряжений обмоток статоров, а с выходов снимаются значения электромагнитных моментов. Модель определяет генерируемые вращением неуравновешенных роторов вынуждающие силы, действующие на станину, и вычисляет амплитуды и частоты линейных и крутильных колебаний всех элементов системы. Колебания ВУО оказывают обратное силовое воздействие на неуравновешенные роторы АД, влияя на скорости их вращения переменной составляющей момента сопротивления M_c , суммируемой с его постоянной составляющей. Исходные данные для модели представлены в табл. 1.

Таблица 1.
Исходные данные для имитационной модели

Параметр	Значение
Амплитуда питающего напряжения	535 В
Частота питающего напряжения	50 Гц
Число пар полюсов ИВ-99Б	1
Скорость вращения ротора	2775 об/мин
КПД ИВ-99Б	72,7 %
$\cos\varphi$ ИВ-99Б	0,82
Параметры [R_s ; R_r ; X_s ; X_r ; X_{sr}] (в о.е.)	[0,13; 0,096; 0,049; 0,083; 2,5]
Параметры [C_1 , C_2 , C_3 , C_4]	[-0,542; -16,339; -0,236; -12,065]
Момент инерции вала ротора	0,0009 кг·м ²
Момент инерции нагрузки АД1	0,0002 кг·м ²
Момент инерции нагрузки АД2	0,0004 кг·м ²
Момент сопротивления	1 Н·м
Масса вала ротора ИВ-99Б	≈ 3 кг
Масса дебалансов (нагрузки)	≈ 2 кг
Постоянный момент нагрузки	0,046 кг·м
Масса платформы с двигателями	70 кг
Коэффициент демпфирования	0,1 Н·с/м
Коэффициент жесткости	(0,1-10) кН/мм
Радиус эксцентриситета ротора АД1	0,00005 м
Радиус эксцентриситета ротора АД2	(0,0001-0,002) м

Варьируемыми параметрами при моделировании являются коэффициент жесткости C ВУО и радиус эксцентриситета r_2 одного из двигателей (АД2). Коэффициент жесткости ВУО в ходе эксперимента варьировался от 0,1 до 10 кН·мм. Такой выбор обусловлен тем, что в этот диапазон жесткостей попадает большинство элементов корпусов машин [1, 2, 10], а также значение, при котором частота собственных колебаний ВУО совпадает с частотой вынужденных колебаний, создаваемых двигателями. Поскольку нагрузка на валах АД мала и скорость роторов близка к синхронной ($n = 3000$ об/мин), жесткость, соответствующая резонансу, равна $C_{рез} = m \cdot \omega^2 = 70 \cdot 314^2 = 6,9$ кН/мм. Радиус эксцентриситета r_2 двигателя АД2 варьировался от 0,1 до 2 мм.

При определении потерь активной мощности $\Delta P_{ст1}$, $\Delta P_{рот1}$, $\Delta P_{ст2}$, $\Delta P_{рот2}$ потери в стали $\Delta P_{стали}$ были рассчитаны по известной формуле [27, 28]:

$$\Delta P_{стали} = P_{1,0/50} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta \cdot (\kappa_{Да} \cdot B_a^2 \cdot m_a + \kappa_{Дз} \cdot B_z^2 \cdot m_{z1}) + P_{ст,доб} =$$

$$= 2,5 \cdot 1^{1,5} \cdot (1,6 \cdot 1,32^2 \cdot 2,1 + 1,8 \cdot 1,54^2 \cdot 0,37) + 0 = 18,58 \approx 20 \text{ Вт}$$

где $P_{1,0/50}$ – удельные потери в стали; β – показатель степени; f_1 – синхронная частота двигателя; $\kappa_{Дa}$ и $\kappa_{Дz}$ – коэффициенты, учитывающие неравномерность потока и технологические факторы; B_a и B_z – магнитная индукция в ярме и зубцах статора соответственно; m_a и m_z – масса стали ярма и зубцов статора соответственно. Показатели $P_{1,0/50}$ и β выбраны для стали марки 2013, $\kappa_{Дa}$ и $\kappa_{Дz}$ – для двигателей мощностью до 250 кВт, B_a , B_z , m_a , m_z – рассчитаны для двигателя АИР63В2 [26-28]. Потери мощности на трение определены для номинального режима и составили $P_{\text{мех}} = 89,50$ Вт. Добавочные потери в стали $P_{\text{ст,доб}}$ в АД с короткозамкнутым ротором, как правило, не учитываются [28].

IV. Анализ результатов моделирования процессов при синхронизации двух двигателей, расположенных на общем основании

Из полученных результатов моделирования следует, что синхронизация практически никак не отражается на работе двигателя АД1: наблюдается лишь незначительное увеличение пульсаций скорости в установившемся режиме вблизи собственной частоты ВУО и увеличение колебаний тока статора.

У двигателя АД2 при $m_2 \cdot r_2 = 0,0005$ кг·м также наблюдался незначительный рост пульсаций скорости вблизи собственной частоты основания. Однако, начиная с $m_2 \cdot r_2 = 0,005$ кг·м, в диапазоне коэффициентов жесткостей $C = 6-7,5$ кН/мм наблюдалось существенное снижение установившейся скорости вращения ротора (на 3-8 %), сопровождающееся значительным увеличением потерь в обмотках статора и ротора (в 2-4 раза). Зависимости скорости вращения ротора ω_2 и суммарной потери мощности в электродвигателе АД2 от C и $m_2 \cdot r_2$ проиллюстрированы на рис. 3, а и рис. 3, б соответственно.

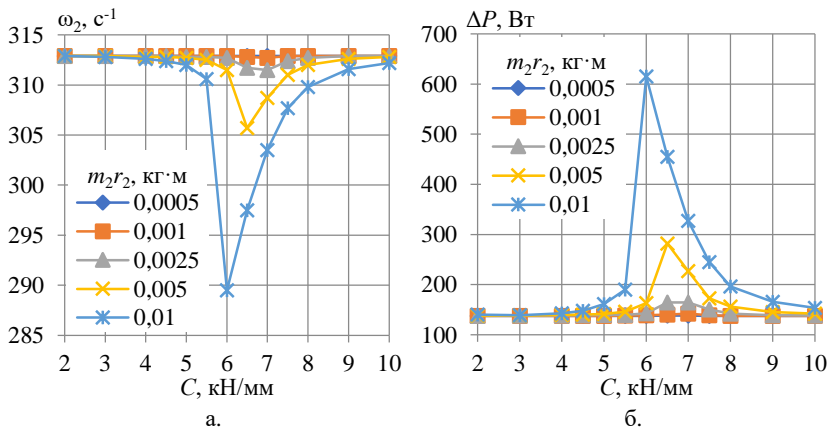


Рис. 3. Зависимость скорости вращения ротора (а) и суммарной потери мощности АД2 (б) от C и $m_2 \cdot r_2$

Снижение значения резонансной частоты объясняется явлением Зоммерфельда, характерном для многомассовых систем. Суть явления применительно к рассматриваемой системе заключается в том, что в процессе разгона двигатель с неуравновешенным ротором АД2 не может преодолеть «энергетический барьер» на собственной частоте основания, вызванный действием упругих сил на эксцентриситет ротора. Параметры C , m_2 и r_2 определяют величину этого барьера, а мощность АД – способность преодолеть его.

Из-за роста потерь мощности, вызванных синхронизацией, по (8) электродвигатель АД2 подвержен усиленному нагреву, что при продолжительной работе может привести к его тепловой перегрузке. Результаты моделирования процесса нагревания АД2 представлены на рис. 4. На рис. 4, а приведена зависимость температуры $\theta_{уст}$, на которую увеличится температура АД относительно температуры среды за 1 час работы, от параметров C и $m_2 \cdot r_2$.

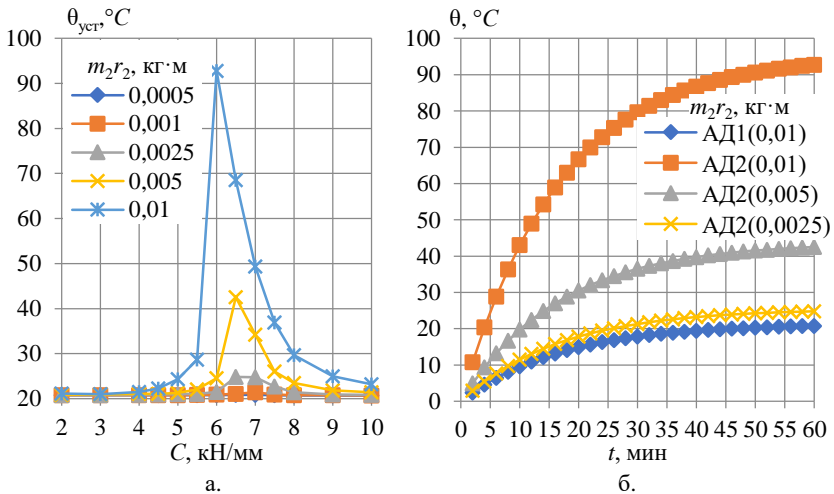


Рис. 4. Зависимость $\theta_{уст}$ от параметров C и $m_2 \cdot r_2$ (а) и диаграммы нагрева АД (б):

- АД1 при $C = 6$ кН/мм и $m_2 \cdot r_2 = 0,01$ кг·м;
- АД2 при $C = 6$ кН/мм и $m_2 \cdot r_2 = 0,01$ кг·м;
- АД2 при $C = 6,5$ кН/мм и $m_2 \cdot r_2 = 0,005$ кг·м;
- АД2 при $C = 6,5$ кН/мм и $m_2 \cdot r_2 = 0,0025$ кг·м

Для анализа тепловых процессов в электродвигателях по модели (8) были приняты следующие исходные данные.

1. Удельная теплоотдача $\lambda = 15$ Вт / м²·°С (по [29] для закрытых двигателей обычно принимается $\lambda = 10-15$ Вт / м²·°С).
2. Площадь теплоотдающей поверхности $S = 0,323$ м² [26].

3. Масса двигателя $G = 10$ кг [26].
4. Удельная теплоемкость двигателя ИВ-99Б $c_m = (m_{ст} \cdot c_{ст} + m_{мед} \cdot c_{мед} + m_{ал} \cdot c_{ал}) / G = 643,82$ Дж / кг·°С (по [26]).

Результаты исследования подтвердили, что электродвигатели с неуравновешенными роторами, установленные на общем ВУО, подвержены явлению синхронизации даже при достаточной жесткости конструкции ($C = 5-10$ кН/мм). С ростом r_2 наблюдается не только резкое увеличение потерь мощности и нагрев АД2, но и уменьшение установившейся скорости вращения. Температура АД при этом может вырасти более чем на 90 °С относительно температуры окружающей среды (причем температура обмоток и сердечника еще выше [27, 28]). Таким образом, учет параметров $m_2 \cdot r_2$ и C при проектировании многодвигательных агрегатов является необходимой задачей.

У. Экспериментальные исследования потерь мощности и тепловых процессов при синхронизации двух двигателей

Экспериментальное исследование влияния синхронизации двух двигателей ИВ-99Б с ВУО на их энергоэффективность было проведено в НИЛ «Управляемая виброзащита электромеханических комплексов» (НГТУ им. Р.Е. Алексеева) с целью подтверждения адекватности предложенной методики расчета потерь мощности и соответствующей ей имитационной модели.

При эксперименте посредством датчиков тока на эффекте Холла *LEM LA-55P* и осциллографа *Rigol DS1102E* измерялось значение тока. Измерение скорости АД2 выполнялось путем анализа вибрационных спектров, полученных с помощью вибрметра ЭКОФИЗИКА-100А. Фотографии экспериментальной установки приведены на рис. 5.



Рис. 5. Экспериментальная установка для исследования потерь мощности при пуске неуравновешенных электродвигателей на едином основании

Первым варьируемым параметром являлся радиус эксцентриситета второго АД, регулирование которого осуществлялось посредством изменения положения дебалансов на валу двигателя согласно схеме, приведенной на

рис. 6. Коэффициент жесткости основания оставался постоянным ($C = 2,8$ кН/мм), что соответствует частоте собственных колебаний $\omega_0 = 201$ рад/с (≈ 32 Гц).

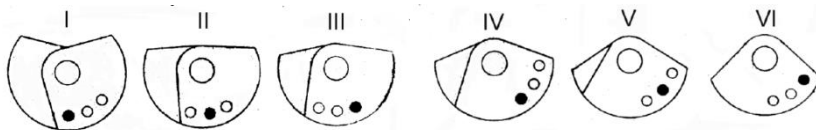


Рис. 6. Положения дебалансов ИВ-99Б

Вторым варьируемым параметром была выбрана частота питающего напряжения, генерируемого преобразователем частоты. Таким образом, проход через резонанс осуществляется теперь путем регулирования скорости вращения ротора двигателя. Этот параметр варьируется для обоих АД.

В [26] указаны значения вынуждающей силы при синхронной частоте вращения АД, пропорциональные радиусу эксцентриситета согласно (3). Полученные значения приведены в табл. 2.

Таблица 2.

Параметры ИВ-99Б при различном расположении дебалансов

Положение (рис. 8)	Вынуждающая сила, Н	Эксцентриситет, м
I	2500	0,0020
II	3400	0,0027
III	4100	0,0033
IV	4500	0,0036
VI	5000	0,0040

Графики зависимостей потерь мощности от радиуса эксцентриситета ИВ-99Б, полученные по формулам (10) и (12) по измеренным значениям токов статора АД, приведены на рис. 7.

Экспериментальные данные согласуются с результатами моделирования, представленными на рис. 3 и рис. 4, что говорит о хорошей точности модели. Из графиков видно, что наибольшие потери мощности возникают, когда синхронная частота АД на 10-20 % выше частоты собственных колебаний ВУО (Эффект Зоммерфельда). Захват частоты возникает в более широких пределах и при достаточно больших значениях параметра эксцентриситета может достигать $f = (0,5 - 1,5) \cdot f_{рез}$.

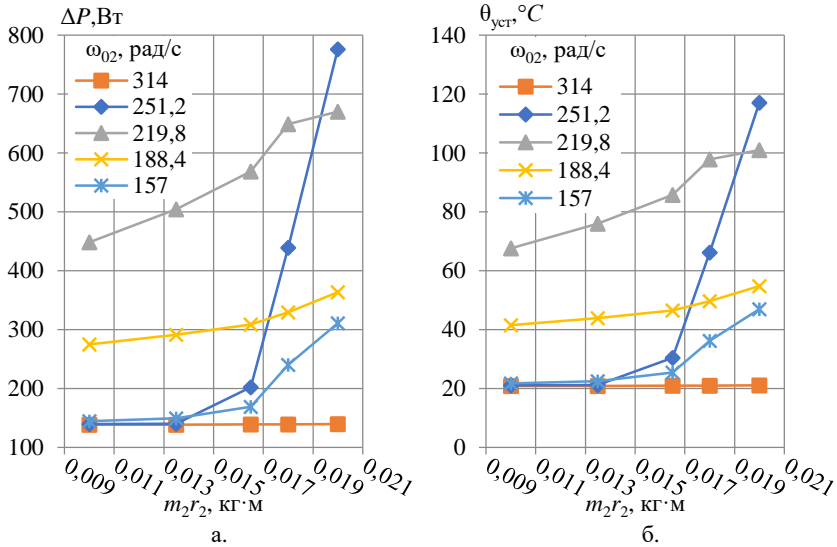


Рис. 7. Зависимости температуры нагрева и потерь мощности ИВ-99Б от параметра эксцентриситета $m_2 r_2$ и частоты питающего напряжения ω_{02}

VI. Заключение

Предложены модели для исследования динамических процессов, возникающих при синхронизации расположенных на едином ВУО АД с неуравновешенными роторами в установившемся режиме работы.

Получены зависимости, описывающие связь между потерями мощности в обмотках двигателей, изменением скольжения ротора и установившейся температурой двигателя в режиме S1, с одной стороны, и радиусом эксцентриситета ротора и жесткостью основания – с другой. Показано, что с увеличением радиуса эксцентриситета наблюдается снижение его скорости, особенно в диапазоне $f = (1-1,2) \cdot f_{рез}$. Это снижение скорости сопровождается ростом потерь мощности в 2-4 раза, что соответствует росту токов в статорной и роторной обмотках в 1,5-2,5 раза и нагреву двигателя на 40-90 °C. Обнаружен эффект Зоммерфельда, при котором двигатель АД2 не достиг заданной частоты вращения, а остановился на резонансной. Экспериментальные исследования синхронизации двух АД на общем ВУО подтвердили хорошую точность предложенных моделей.

В продолжение данной работы планируется математически формализовать представленные в работе зависимости, усовершенствовать модели для исследования тепловых, электромагнитных и механических процессов в пере-

ходных режимах, в том числе в среде мультифизического моделирования, предложить способы и средства для устранения синхронизации.

*Исследования выполнены при поддержке
Российского научного фонда, проект № 20-19-00372.*

© Ермолаев А.И., 2020

Библиографический список

- [1] Блехман И.И. Вибрационная механика. М.: Физматлит, 1994. – 400 с.
- [2] Фролов К.В. Вибрации в технике. Справочник в 6 томах. Т. 1. Колебания линейных систем. 2-е изд. М.: Машиностроение. 1999. – 504 с.
- [3] Гордеев Б.А., Ерофеев В.И., Ковригин Д.А., Синев А.В., Аббакумов Е.И. Взаимодействие силового агрегата мотор-компрессора электровоза с вибрационными полями в переходных режимах // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2002. № 4. С. 105-111.
- [4] Гордеев Б.А., Охулков С.Н., Плехов А.С., Титов Д.Ю. Биения, возникающие при синхронизации двух двигателей, установленных на общем вязкоупругом основании // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2016. № 2 (113). С. 75-85.
- [5] Гордеев Б.А. Математические модели виброзащитных систем. Н. Новгород: ННГАСУ, 2008. – 129 с.
- [6] Ермолаев А.И., Плехов А.С., Титов Д.Ю., Чернов Е.А. Оценка мощности вибрации в электроприводе // Электротехнические системы и комплексы. 2019. № 1 (42). С. 30-37.
- [7] Ermolaev A., Plekhov A., Titov D., Y. Vagapov, Vibration damping in a motor drive shaft system operating under active power flow oscillation // in proc. I2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Jan. 29 - Feb. 01, 2018, Moscow, Russia, pp. 1723-1727.
- [8] Пиковский А., Розенблюм М., Куртс Ю. Синхронизация. Фундаментальное нелинейное явление. М.: Техносфера, 2003. – 496 с.
- [9] Блехман И.И., Васильков В.Б., Ярошевич Н.П. О некоторых возможностях совершенствования вибрационных машин с самосинхронизирующимися инерционными вибровозбудителями // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2013. № 3. С.18-22.
- [10] Кононенко В.О. Нелинейные колебания механических систем. Киев: Наук. думка, 1980. – 382 с.
- [11] Фролов К.В. Колебания машин с ограниченной мощностью источника энергии и переменными параметрами // Нелинейные колебания и переходные процессы в машинах. М.: Наука, 1972. – С. 5-16.
- [12] Блехман И.И. Синхронизация в природе и технике. М.: Наука, 1981. – 351 с.
- [13] Pikhovskiy A., Maistrenko Y.L. Synchronization: Theory and applications // NATO Science Series II. Mathematics, Physics and Chemistry, vol. 109. Dordrecht, Boston, London: Kluwer Academic Publishers, 2003. – 258 p.

- [14] Леонтьева А., Гордеев Б. Самосинхронизация динамических объектов. Системы двух и трех двигателей, установленные на вязкоупругом основании. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. – 80 с.
- [15] Блехман И.И., Ярошевич Н.П. Переходные режимы в инерционно-возбуждаемых послерезонансных вибрационных устройствах с несколькими степенями свободы // Нелинейные проблемы теории колебаний и теории управления. Вибрационная механика. СПб.: Наука, 2009. С. 215–238.
- [16] Байков А.И., Дарьенков А.Б., Плехов А.С., Титов Д.Ю., Гордеев Б.А., Охулков С.Н. Анализ вибраций двигателей, смонтированных на одном основании // IX Межд. конф. «Автоматизированный Электропривод АЭП-2016», Октябрь 03-07, 2016, Пермь, Россия. Пермь: ПНИПУ, 2016. С. 8-12.
- [17] Байков А.И., Гордеев Б.А. Математическая модель электромеханической системы с изменяемой диссипативностью // IX Межд. конф. «Автоматизированный Электропривод АЭП-2016», Октябрь 03-07, 2016, Пермь, Россия. Пермь: ПНИПУ, 2016. С. 4-7.
- [18] Bychkov A.E., Buller A.E., Kuznetsova E.A. Digital methods of synchronization for electric drive unbound mechanically // in proc. 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), March 25-29, 2019, Sochi, Russia, pp.1-5.
- [19] Гордеев Б.А., Леонтьева А.В. Условия возникновения частотной синхронизации двух асинхронных двигателей в зависимости от характеристик основания // Вестник научно-технического развития. № 10 (50). 2011. С. 14-24.
- [20] Гордеев Б.А., Ковригин Д.А., Леонтьева А.В. Синхронизация вращения роторов двух двигателей на упругом основании // Вестник машиностроения. 2011. № 10. С. 3-7.
- [21] Онищенко Г.Б. Теория электропривода. М.: ИНФРА-М, 2015. – 294с.
- [22] Кравчик А.Э. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник. М: Бурса, 2002.
- [23] Дюбей К.Г. Основные принципы устройства электроприводов. М.: Техносфера, 2009. – 481 с.
- [24] Ермолаев А.И., Титов Д.Ю., Титов Е.Ю. Динамическая модель неуравновешенного электропривода на вязкоупругом основании с виброзащитной системой. Св-во о рег. прогр. для ЭВМ 2019610286 RU, заявл. 20.12.18; опубл. 09.01.19.
- [25] Гордеев Б.А., Ермолаев А.И., Охулков С.Н., Плехов А.С., Титов Д.Ю., Титов Е.Ю. Динамическая модель двух несбалансированных электродвигателей, установленных на общем вязкоупругом основании. Св-во о рег. прогр. для ЭВМ 2019664083 RU, заявл. 22.10.19; опубл. 30.10.19.
- [26] Руководство по эксплуатации 2 – 1.003 РЭ. Вибраторы электромеханические общего назначения ИВ–98Б, ИВ–99Б, ИВ–99Н, ИВ–105–2.2, ИВ–105Н–2.2, ИВ–107А, ИВ–107Н, ИВ–107А–1.5, ИВ–107Н–1.5. ОАО «Ярославский Завод «Красный Маяк», 2012. – 16 с.
- [27] Копылов И.П. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 360 с.
- [28] Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. 3 изд. М.: Высшая школа, 2002. – 757 с.
- [29] Жадан В.А., Говязова С.В. Тепловой расчет электрических машин закрытого исполнения с естественным охлаждением и оребренным корпусом // Известия Томского Политехнического Университета. 2005. № 308 (7). С. 174-178.

A.I. Ermolaev

**ESTIMATION OF ELECTRIC POWER REDUCTION
DURING MECHANICAL SYNCHRONIZATION
OF INDUCTION MOTORS
IN A MULTI-MOTOR MACHINES**

Mechanical Engineering Research Institute of RAS
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The article proposes mathematical and simulation models for the study of mechanical synchronization processes of asynchronous electric motors (induction motors) with unbalanced rotors located on a single viscoelastic base in steady-state operating mode and models for the study of power losses and thermal processes. Synchronization of mechanical oscillations appears due to the interaction of elastic forces arising in the base under the action of periodic driving forces generated by the unbalanced rotors rotation. As a result of the study of these models, dependencies that describe the relationship between the power losses in the windings of IV-99B motors, the rotor slip and the steady-state temperature of the motor on the one hand and the eccentricity radius and stiffness coefficient of the oscillating base on the other hand were obtained. The phenomenon of frequency locking (injection locking) was observed with an increase in the eccentricity radius of the rotor: the speed of the IV-99B rotor decreased by a certain value near the resonant one; also, the Sommerfeld phenomenon was observed: the asynchronous motor did not reach the specified rotational speed, but stopped at the resonant frequency of the base oscillations. It has been established that in these modes the total power losses can exceed the losses in the nominal mode by 2-3 times, and the current in the stator winding by 1.5-2.5 times. Experimental studies of oscillations synchronization of two motors on a single base confirmed the good accuracy of the proposed models.

Keywords: asynchronous electric motor, driven oscillations, electric motor heat, mechanical synchronization, power losses, unbalanced rotor.

References

- [1] I.I. Blekhman, *Vibracionnaya mekhanika [Vibrational mechanics]*. Moscow: Fizmatlit, 1994 (in Russian).
- [2] K.V. Frolov, *Vibracii v tekhnike: Spravochnik v 6 tomah. T. 1: Kolebaniya linejnyh sistem. [Vibrations in technology. Vol. 1: Linear systems oscillations]*. 2nd ed. Moscow: Mashinostroenie, 1999 (in Russian).
- [3] B.A. Gordeev, V.I. Erofeev, D.A. Kovrigin, A.V. Sinev and E.I. Abbakumov, "Vzaimodejstvie silovogo agregata motor-kompressora elektrovoza s vibracionnymi polyami v perekhodnyh rezhimah [Interaction of the electric locomotive motor-compressor power plant with vibrational fields in the transient regimes]", *Problemy Mashinostroeniya i Nadezhnosti Mashin [Journal of Machinery Manufacture and Reliability]*, no 4., pp. 105-111, Jan. 2002 (in Russian).

- [4] B.A. Gordeev, S.N. Okhulkov, A.S. Plekhov and D.Yu. Titov, “Beats occurring at unstable synchronization of the two engines mounted on a common viscoelastic base”, *Transactions of NNSTU n.a. R.E. Alekseev*, no. 2 (113), pp. 75-85, 2016 (in Russian).
- [5] B.A. Gordeev, *Matematicheskie modeli vibrozashchitnyh sistem [Mathematical models of vibration proof systems]*. N. Novgorod: NNGASU, 2008 (in Russian).
- [6] A.I. Ermolaev, A.S. Plekhov, D.Yu. Titov and E.A. Chernov, “Vibration power estimation in electric drive”, *Electrotechnical Systems and Complexes*, vol. 1, is. 42, pp. 30-37, 2019 (in Russian).
- [7] A. Ermolaev, A. Plekhov, D. Titov and Y. Vagapov, “Vibration damping in a motor drive shaft system operating under active power flow oscillation”, in *proc. 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Jan. 29 - Feb. 01, 2018, Moscow, Russia, pp. 1723-1727.
- [8] A. Pikovsky, M. Rosenblum, J. Kurths, *Synchronization. A universal concept in nonlinear sciences*. Cambridge University Press, 2002.
- [9] I.I. Blekhman, V.B. Vasil'kov and N.P. Yaroshevich, “On some opportunities for improving vibration machines with self-synchronizing inert vibration exciters”, *Journal of Machinery Manufacture and Reliability*, vol. 42, no. 3, pp. 192-195, 2013.
- [10] V.O. Nononenko, *Nelinejnye kolebaniya mekhanicheskikh sistem [Nonlinear oscillations of a mechanical systems]*. Kiev: Nauk. dumka, 1980 (in Russian).
- [11] K.V. Frolov, “Kolebaniya mashin s ogranichennoj moshchnost'yu istochnika energii i peremennymi parametrami [Oscillations of power-limited machines with variable parameters]”, *Nelinejnye kolebaniya i perekhodnye processy v mashinah [Non-linear oscillations and transients in machines]*. Moscow: Nauka, 1972, pp. 5-16 (in Russian).
- [12] I.I. Blekhman, *Synchronization in Science and Technology*. New York: ASME Press, 1988.
- [13] A. Pikovsky and Y. Maistrenko, “Synchronization: Theory and applications”, in *NATO Science Series. II. Mathematics, Physics and Chemistry*, vol.109. Dordrecht, Boston, London: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [14] A. Leont'eva and B. Gordeev, *Samosinhronizaciya dinamicheskikh ob"ektov. Sistemy dvuh i trekh dvigatelej, ustanovlennye na vyazkouprugom osnovanii [Dynamic objects self-synchronization. Two and three motors installed on a viscoelastic base systems]*. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016 (in Russian).
- [15] I.I. Blekhman and N.P. Yaroshevich, “Transition regimes in inertially excited trans-resonant vibration devices with several degrees of the carrier system”, in *Nelinejnye problemy teorii kolebanij i teorii upravleniya. Vibracionnaya mekhanika [Nonlinear problems of oscillation theory and control theory. Vibration mechanics]*. St. Petersburg: Nauka, 2009, pp. 215-238 (in Russian).
- [16] A.I. Baykov, A.B. Dar'enkov, A.S. Plekhov, D.Yu. Titov, B.A. Gordeev and S.N. Okhulkov, “Analyzing vibration of motors mounted on a single foundation”, in *proc. IX Int. Conf. on Power Drives Systems (ICPDS' 2016)*, Oct. 03-07, 2016, Perm, Russia, pp. 8-12 (in Russian).
- [17] A.I. Baykov and B.A. Gordeev, “Electromechanic system mathematic model with dissipation displacement”, in *proc. IX Int. Conf. on Power Drives Systems (ICPDS' 2016)*, Oct. 03-07, 2016, Perm, Russia, pp. 4-7 (in Russian).
- [18] A.E. Bychkov, A.E. Buller and E.A. Kuznetsova, “Digital methods of synchronization for electric drive unbound mechanically”, in *proc. 2019 International Conference on*

- Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, March 25-29, 2019, Sochi, Russia, pp.1-5.
- [19] B.A. Gordeyev and A.V. Leont'eva, "Conditions of occurrence syntonization of two asynchronous motor depending on basis characteristics", *Bulletin of Science and Technical Development*, vol. 10, no. 50, pp. 14-24, 2011 (in Russian).
- [20] B.A. Gordeev, D.A. Kovrigin and A.V. Leont'eva, "Rotor synchronization of two motors on an elastic base", *Russian Engineering Research*, vol. 31, no. 10, pp. 923-927, 2011 (in Russian).
- [21] G.B. Onishchenko, *Teoriya elektroprivoda [Theory of electric drive]*. Moscow.: INFRA-M, 2015 (in Russian).
- [22] A.E. Kravchik, *Asinhronnye dvigateli serii 4A: spravochnik [Inductor motors series 4A: Handbook]*. Moscow: Bursa, 2002 (in Russian).
- [23] G.K. Dubey, *Fundamentals of Electrical Drives*. Alfa Science, 2001.
- [24] A.I. Ermolaev, D.Yu. Titov and E.Yu. Titov, "Dinamicheskaya model' neuravnovesnennogo elektroprivoda na vyazkouprugom osnovanii s vibrozashchitnoj sistemoj [Dynamic model of an unbalanced electric drive on a viscoelastic base with vibration protection system]", *Comp. program 2019610286 RU*, Jan. 09, 2019 (in Russian).
- [25] B.A. Gordeev, A.I. Ermolaev, S.N. Ohulkov, A.S. Plekhov, D.Yu. Titov and E.Yu. Titov, "Dinamicheskaya model' dvuh nesbalansirovannyh elektrodvigatelij, ustanovlennyh na obshchee vyazkouprugoe osnovanie [Dynamic model of two unbalanced electric motors mounted on a common viscoelastic base]", *Comp. program 2019664083 RU*, Oct. 30, 2019 (in Russian).
- [26] *Manual 2 – 1.003 RE. Vibratory elektromekhanicheskie obshchego naznacheniya IV–98B, IV–99B, IV–99N, IV–105-2.2, IV–105N-2.2, IV–107A, IV–107N, IV–107A-1.5, IV–107N-1,5 [Electromechanical vibrators of general purpose]*. PC "Lighthouse YF", 2012 (in Russian).
- [27] I.P. Kopylov, *Elektricheskie mashiny [Electrical motors]*. Moscow: Energoatomizdat, 1986 (in Russian).
- [28] I.P. Kopylov, B.K. Klokov, V.P. Morozkin and B.F. Tokarev, *Proektirovanie elektricheskikh mashin [Electrical motors design]*. 3rd ed. Moscow: High school, 2002 (in Russian).
- [29] V.A. Zhadan and S.V. Govyazova, "Teplovoj raschet elektricheskikh mashin zakrytogo ispolneniya s estestvennym ohlazhdeniem i orebrennym korpusom [Thermal estimation of insulated electric motors with natural cooling and finned casing]", *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, vol. 308, no. 7, pp. 174-178, 2005 (in Russian).

Поступила в редакцию 28.08.2020

DOI10.46960/2658-6754_2020_3_35

УДК 621.314

Е.В. Калинин, А.И. Чивенков

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОЙ ТЕКСТУРЫ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ СТАЛЕЙ НА МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ШИХТОВАННЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

Анализируются причины перераспределения магнитного поля в узловых зонах шихтованных магнитных систем силовых трансформаторов с появлением высших нечетных гармоник магнитной индукции. Исследуется влияние анизотропии магнитных свойств и деформации петель гистерезиса текстурованных холоднокатаных сталей на увеличение неоднородности магнитного потока. Для магнитной анизотропии характерно наличие пространственного угла ψ между векторами индукции \vec{B} и напряженности \vec{H} магнитного поля. Дается физическая интерпретация угловых зависимостей как результат суммарного воздействия кристаллической ребровой текстуры и меняющейся полосовой доменной структуры. Предложена математическая модель векторных характеристик намагничивания текстурованных сталей, использующая справочные скалярные кривые намагничивания $H_\alpha(B, \alpha)$ под разными углами α к направлению намагничивания, где H_α – проекция вектора \vec{H} на вектор \vec{B} , и дополнительные – угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$. Особенностью угловых характеристик является их зависимость только от степени магнитной анизотропии K – отношения магнитных свойств вдоль и поперек прокатки. Приводятся результаты численных расчетов магнитного поля кольцевого анизотропного сердечника из стали марки 3413 ($K = 7$) и отношением радиусов 2,1 при значениях средней по сечению индукции $B_c = 0,3$ Тл и 1,6 Тл для различных вариантов модели векторных характеристик намагничивания: условия $\psi = 0$; реальных угловых характеристик $\psi(B, \alpha)$ стали 3413; кривых намагничивания без учета и с учетом деформации петель гистерезиса. Проведено сопоставление с экспериментальными результатами. Выявлено значительное влияние деформации петель гистерезиса и пространственного угла ψ текстурованных сталей на картину магнитного потока. Наибольшая неоднородность потока наблюдается при малых индукциях на участках шихтованного сердечника с направлениями вектора \vec{B} , прилегающими к направлению прокатки. При насыщении неоднородность резко спадает, что является причиной появления высших нечетных гармоник магнитной индукции.

Ключевые слова: коэффициент увеличения потерь, математическое моделирование, неоднородность магнитного потока, деформация гистерезисных петель,

полосовая доменная структура, ребровая текстура, силовые трансформаторы, текстурованные холоднокатаные стали.

I. Актуальность. Постановка задачи

Внедрение текстурованных холоднокатаных электротехнических сталей позволило существенно повысить энергетические показатели силовых трансформаторов за счет низких значений удельных магнитных потерь и повышенного уровня рабочей индукции в направлении прокатки (НП) [1-9]. Наблюдается дальнейшее улучшение рабочих характеристик текстурованных сталей. Созданы новые перспективные марки: Ni-B, ZDKH с магнитоактивным покрытием, лазерной обработкой поверхности, термомагнитным отжигом, с уменьшенной толщиной прокатки пластин [8-10]. Имеется необходимость совершенствования конструкций магнитных систем (МС) трансформаторов [1-3, 6] с использованием методик расчета электромагнитных полей. При этом необходимо наличие полноценной информации о магнитных свойствах используемых сталей [1-6].

Современные текстурованные электротехнические стали представляют сплавы Fe с $\approx 3\%Si$ с резко выраженной анизотропией магнитных свойств (АМС) в плоскости прокатки [5, 8-15]. С повышением уровня магнитных свойств перспективных марок сталей растет АМС повышается их чувствительность к внешним воздействиям [4, 9-13].

В исследованиях [1-5] отмечается негативное влияние АМС текстурованных сталей на магнитное поле и потери в шихтованных сердечниках (ШС) силовых трансформаторов. Авторами [1] сравниваются результаты измерения потерь на промышленной частоте ($f = 50$ Гц) в одинаковых трехфазных шихтованных МС из ходовой текстурованной стали и перспективной сверханизотропной стали марки Ni-B. При использовании стали Ni-B в ШС [1] наблюдается рост коэффициента увеличения потерь K_p (отношение удельных потерь в ШС трансформатора к удельным потерям стали в направлении прокатки [13]) при повышенной неоднородности магнитного потока по сравнению с ШС из ходовой текстурованной стали (табл.1).

Аналогичные результаты получены в [2, 3] для трех идентичных моделей трехстержневых МС из изотропной электротехнической стали и текстурованных сталей марок М6 и М4. Наибольшая неоднородность магнитного потока выявлена на участках стыков. В случае АМС эта неоднородность усиливается. При синусоидальных магнитных потоках стержней в зонах стыков циркулируют высшие нечетные гармоники магнитной индукции. С ростом АМС уровень гармоник повышается. Для изотропной стали уровень 3-ей гармоники в зоне Т-стыка типа $45^\circ \times 45^\circ$ не более 17 %, для стали марки М6 – 27 %, для стали марки М4 с наиболее высоким уровнем АМС – 33 %. Согласно исследованиям [16], в зоне перекрытия косых

стыков ШС трансформатора углы α отклонения вектора \vec{B} от НП подчиняются условию $\alpha < 10^\circ$.

Таблица 1.

Значения коэффициента увеличения потерь K_p [1] для различных сталей

Сталь	Значения K_p , о.е. при разных B_c , Тл					
	0,5	0,7	1,0	1,3	1,5	1,7
Ходовая сталь	1,07	1,08	1,13	1,16	1,15	1,11
Ні-В	1,17	1,18	1,23	1,26	1,25	1,23
Ні-В с локальной лазерной обработкой (ЛЛО)	1,10	1,12	1,17	1,23	1,22	1,20

В [4, 7] отмечаются повышенные уровни K_p в МС силовых трансформаторов под действием конструктивных и технологических факторов. При желательных величинах $K_p \leq (1,2 \div 1,3)$ [13] его значение превышает $K_p = 2$, в том числе, от механических напряжений – 17 %, шихтовки в 2 листа – 18 %, установки в вертикальное положение – 30 % [7], при транспортировке – до 50 % [4].

В [13] для исключения влияния посторонних факторов предлагается «...использовать на этапе исследовательских работ только простейшие магнитопроводы типа замкнутого тороида». В [17] обосновываются преимущества использования ШС кольцевой формы для оценки влияния АМС на магнитное поле и потери:

- простота математической модели ШС;
- отсутствие влияние технологических факторов;
- возможность сопоставления экспериментальных и расчетных данных.

В [17, 18] указывается на необходимость использования при полевых расчетах векторных характеристики намагничивания (ВХН) сталей [5, 6] с учетом пространственного угла ψ между векторами магнитного поля. Справочные данные на магнитные свойства текстурованных сталей представлены скалярными кривыми намагничивания $H_\alpha(B, \alpha)$ под разными углами α вектора магнитной индукции \vec{B} к НП [11-13]. При этом H_α – проекция вектора напряженности магнитного поля \vec{H} на вектор \vec{B} . Для получения ВХН кривые $H_\alpha(B, \alpha)$ должны быть дополнены зависимостями $\psi(B, \alpha)$. Максимальные значения угла ψ достигают значений $(50 \div 70)^\circ$ при углах $\alpha \leq (15 \div 20)^\circ$ [18, 19]. В [20, 21] в качестве магнитных характеристик при расчетах используются только зависимости $H_\alpha(B, \alpha)$.

Известные подходы к описанию ВХН $\vec{H}(\vec{B})$ текстурованных сталей [19, 22-24] используют формальные представления в отрыве от особенностей магнитной анизотропии [9], без экспериментальных подтверждений результатов расчета магнитного поля анизотропных ШС.

Появляется необходимость физического разъяснения характера зависимостей $\psi(B, \alpha)$ с рассмотрением кристаллической и доменной структур текстурованных сталей. В центре рассмотрения оказывается исследование особенностей влияния АМС текстурованных сталей на распределение магнитного потока с использованием математической модели кольцевого анизотропного ШС.

II. Особенности магнитной анизотропии текстурованных сталей

Даже незначительные добавки ($0,5 \div 4,5$)% Si существенно улучшают магнитные, электрические и механические свойства электротехнических сталей. Атомы Si встраиваются в кристаллическую структуру Fe, образуя твердый раствор с двумя типами ячеек сверхструктур кристаллической решетки DO_3 или B2 (рис. 1, а) [9].

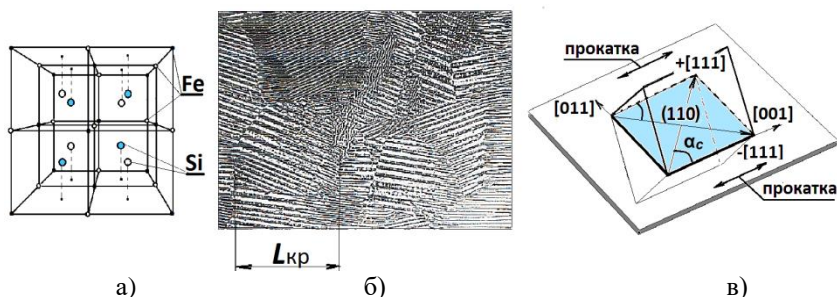


Рис. 1. Ячейка сверхструктуры B2 твердого раствора Fe-Si(a); порошковые фигуры ориентированных зерновой и доменной структур текстурованной стали (б); расположение кристаллов Fe-Si с ребровой текстурой (110) [001] (в)

Применение технологии холодной прокатки кремнистых сталей с формированием ребровой текстуры Госсса [8, 9, 14] (рис. 1, в) позволило наиболее полно реализовать потенциальные возможности сплавов Fe-Si [8, 9]. В этом случае происходит образование крупных ориентированных зерен (кристаллитов) ребровой текстуры с линейными размерами $L_{кр}$ до (20-30) мм и полосовых доменов с длиной, ограниченной только размерами зерен [9, 10, 14] (рис. 1, б).

Сочетание крупной зерновой структуры и направленного механического воздействия при холодной прокатке делает энергетически выгодным существование крупной равновесной полосовой доменной структуры (ДС) вдоль НП. Последняя находится в зависимости от механи-

ческих напряжений, направления и модуля вектора \bar{B} , динамики перемагничивания и прочих внешних воздействий [9, 15].

Магнитная анизотропия является результатом суммарного влияния ребровой текстуры и холодной прокатки на полосовую ДС. Наиболее сильно выражена наведенная анизотропия от холодной прокатки. Она имеет 90° -ный характер с осями легкого и трудного намагничивания вдоль и поперек НП (рис. 1, в) – $[001]$ ($\alpha = 0$) и $[011]$ ($\alpha = 90^\circ$), соответственно. Меньшее влияние, но с более сложной зависимостью от угла α , оказывает кристаллическая структура [8-10, 14, 25]. При ребровой текстуре в плоскости листа оказываются диагональная плоскость (110) кристаллов Fe-Si с четырьмя энергетически важными осями: $[001]$, $[011]$, $\pm[111]$, где $[111]$ – диагональные оси кристалла с направлениями наихудших магнитных свойств: $\alpha_c = \pm \arctg \sqrt{2} \approx \pm 55^\circ$ к НП (рис.1, в). Угловые зависимости $\psi(B, \alpha)$ имеют нечетную симметрию относительно осей $[001]$ и $[011]$ в каждом из четырех квадрантов плоскости прокатки. Поэтому достаточно рассмотреть характер изменения полосовой ДС текстурованной стали в интервале углов $\alpha \in [0; 90^\circ]$.

На рис. 2, а-в показаны реконструкция ДС и петли гистерезиса $H_\alpha(B)$ при изменении магнитной индукции монокристаллических образцов Fe с 3% Si с ребровой текстурой, вырезанных в виде узких полосок вдоль осей $[001]$, $[011]$, $[111]$. Наблюдения изменения ДС проводились в [9]. «Темная» и «светлая» окраска соответствует противоположному направлению намагниченности полосовых доменов.

При $\alpha = 0$, то есть направлении вектора \bar{B} вдоль оси $[001]$ – (рис. 2, а), во всем диапазоне изменения магнитной индукции наблюдается смещение границ доменов исходной – крупной полосовой ДС, направленных вдоль оси легкого намагничивания $[001]$.

При $\alpha > 0$ (рис. 2, б, в) такая картина ДС сохраняется только при малых индукциях – ниже точки A восходящей ветви $H(B)$. На участке наибольшей крутизны (точки A - C) рост индукции приводит к перестройке ДС с образованием вторичной – мелкой полосовой ДС вдоль осей $\pm [111]$.

При $0 < \alpha \leq \alpha_c$ вторичная ДС направлена вдоль диагональной оси $+ [111]$. Чем ближе направление вектора \bar{B} к оси $+ [111]$ с $\alpha = \alpha_c$, тем в большей степени выражена доля вторичной ДС (рис. 2, б). Выше точки C вся поверхность монокристаллического образца оказывается разделенной на темные и светлые полосы доменов вдоль оси $+ [111]$. При $\alpha_c < \alpha \leq 90^\circ$ вторичная ДС принимает форму зигзагов из полос, направленных вдоль обеих осей $\pm [111]$. При $\alpha = 90^\circ$ (рис. 2, в) зигзаги симметричны.

В области сильных полей характеристики $H(B)$ во всех угловых положениях ширина доменов темного цвета уменьшается, зигзаги

вторичной ДС «спрямляются» [9]. Подобная картина изменения ДС наблюдается и на отрицательной половине цикла петли $H(B)$.

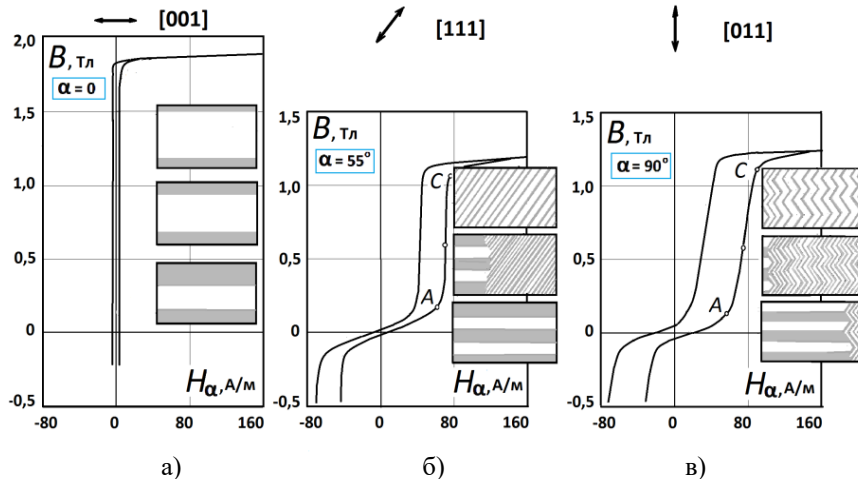


Рис. 2. Доменная структура (реконструкция) и петли гистерезиса $H_\alpha(B)$ монокристаллических образцов Fe-3%Si с ребровой текстурой в виде узких пластин, вырезанных и намагничиваемых вдоль осей: [001] – $\alpha = 0$ (а); [111] – $\alpha = 55^\circ$ (б); [011] – $\alpha = 90^\circ$ (в)

Текстурованная сталь имеет поликристаллическую структуру (рис. 1, б) с углами рассеивания кристаллитов до $(7 \div 10)^\circ$ от НП [8, 9, 14]. Поэтому при изменении магнитного поля описанные выше процессы могут происходить одновременно при изменяющемся соотношении обоих типов полосовых доменных структур: крупной исходной – вдоль осей кристаллитов [001] и мелкой вторичной – вдоль осей $\pm[111]$.

При $\alpha > 0$ характеристики $H_\alpha(B)$ текстурованных сталей приобретают нетипичную для гистерезисных петель деформированную форму с пологим участком в зоне Релея (рис. 2, б, в).

III. Вектора \bar{B} и \bar{H} в плоскости прокатки текстурованной стали

Согласно экспериментальным данным [8, 11-13], при малых уровнях \bar{B} магнитная анизотропия текстурованных сталей в плоскости прокатки близка к линейной 90° -ной, что подтверждается сохранением крупной полосовой ДС при любых углах α (рис. 2). При этом анизотропия максимальна, а угол ψ достигает наибольших значений [17-19].

В [15, 17] введено и обосновано применение при расчетах безгистерезисной составляющей напряженности магнитного поля $H_{\text{бр}}$, поэтому в дальнейшем под H_{α} подразумевается использование $H_{\text{бр}}$.

Для линейной анизотропной ферромагнитной среды применим принцип суперпозиции процессов вдоль осей $\alpha = 0$ и 90° . При любом направлении намагничивания (НН) соотношения между проекциями векторов магнитного поля – B_0 ; H_0 и B_{90} ; H_{90} на эти оси остаются неизменными (рис. 3, а):

$$B_0 = \mu_0 \cdot H_0; \quad B_{90} = \mu_{90} \cdot H_{90}, \quad (1)$$

где μ_0 ; μ_{90} – магнитные проницаемости по осям $\alpha = 0$ и 90° . В соответствии с (1) и векторной диаграммой на рис. 3, а:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \frac{B_{90}}{B_0}; \\ \operatorname{tg}(\psi + \alpha) &= \frac{H_{90}}{H_0} = \frac{\mu_0}{\mu_{90}} \cdot \frac{B_{90}}{B_0} = K \cdot \operatorname{tg} \alpha. \end{aligned}$$

Тогда:

$$\psi(\alpha) = \operatorname{arctg}(K \cdot \operatorname{tg} \alpha) - \alpha, \quad (2)$$

где $K = \mu_0/\mu_{90}$ – степень АМС [15].

На векторной диаграмме рис. 3, а проведем дополнительные построения (синим цветом). Из рассмотрения прямоугольных треугольников ABC , GFC и прямоугольника $BCEF$ имеем:

$$H_{\alpha} = H_{90} \cdot \sin \alpha + H_0 \cdot \cos \alpha; \quad H_n = H_{90} \cdot \cos \alpha - H_0 \cdot \sin \alpha. \quad (3)$$

Из (1) и (3) с учетом равенств: $B_0 = B \cdot \cos \alpha$; $B_{90} = B \cdot \sin \alpha$ выводим выражения для составляющих H_n и H_{α} :

$$H_{\alpha}(B, \alpha) = \frac{B^s}{2 \cdot \mu_0} \cdot [(K + 1) - (K - 1) \cdot \cos 2\alpha]; \quad (4)$$

$$H_n(B, \alpha) = \frac{B^s}{2 \cdot \mu_0} \cdot (K - 1) \cdot \sin 2\alpha, \quad (5)$$

где s – показатель степени, введенный для исследования влияния начального пологого участка безгистерезисной кривой намагничивания с

учет деформации петли гистерезиса (рис. 4, в); в линейной анизотропной среде $s = 1$. При отсутствии насыщения текстурованных сталей значения H_α , определенные по (4), коррелируют со справочными $H_\alpha(B, \alpha)$ [11-13], а обе аналитические зависимости (4) и (5) имеют качественное сходство с результатами специальных экспериментальных исследований [17, 18].

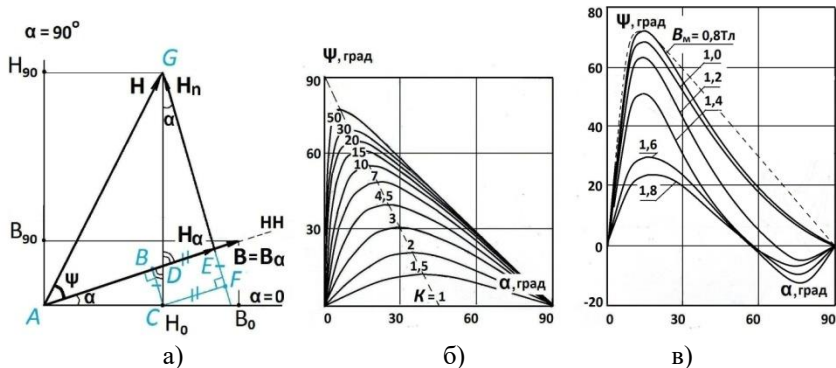


Рис. 3. Векторы \vec{B} и \vec{H} в плоскости прокатки с осями анизотропии $\alpha = 0$ и 90° (а); семейства кривых $\psi(\alpha)$ для случая линейной 90° -ной магнитной анизотропии (б); угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$ стали марки М6 при $f = 0$ (сглажены) [22] (в)

Совместно зависимости типа (4), (5) также представляют собой ВХН. Экспериментальные семейства кривых $H_\alpha(B, \alpha)$ и $H_n(B, \alpha)$ использованы в работах [19, 22-24]. Однако зависимости типа (2), (4) в качестве ВХН предпочтительнее. Угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$ зависят от степени АМС сталей, а не от абсолютных значений векторов магнитного поля \vec{H} и \vec{B} [18], что позволяет обобщать результаты анализа [17].

На рис. 3, б представлено семейство кривых $\psi(\alpha)$ – (2) при различных K в диапазоне $\alpha = (0; 90^\circ)$ с координатами экстремальных значений ($\psi_s; \alpha_s$):

$$\psi_s = 90^\circ - 2 \arcsin \frac{1}{\sqrt{1+K}}; \quad \alpha_s = \arcsin \frac{1}{\sqrt{1+K}}, \quad (6)$$

С увеличением степени магнитной анизотропии K максимумы угла ψ с координатами ($\psi_s; \alpha_s$) растут по амплитуде и смещаются к оси $\alpha = 0$ (на рис. 3, б отмечено пунктиром). Найденные по (6) координаты ($\psi_s; \alpha_s$) холоднокатаных сталей с разными уровнями АМС соответствуют экспериментальным значениям, подтверждая правильность подхода [17-19].

Зависимость (2) близка к экспериментальным кривым $\psi(B, \alpha)$ при $\alpha \leq \alpha_0$ [17-19], где доминирует крупная ДС (рис. 2, а). При углах $\alpha > \alpha_0$, усиливается влияние мелкой (55°-ной) ДС [9]. С увеличением B и α доля этой вторичной ДС нарастает (рис. 2, б, в). Реальный характер зависимости $\psi(B, \alpha)$ текстурованной стали определяется соотношением долей крупной и вторичной ДС:

$$\psi(B, \alpha) = \eta(B, \alpha) \cdot \psi_{90}(B, \alpha) + [1 - \eta(B, \alpha)] \cdot \psi_{55}(\alpha), \quad (7)$$

где $\eta(B, \alpha)$; $[1 - \eta(B, \alpha)]$ – весовые коэффициенты исходной крупной и вторичной мелкой ДС в общем объеме материала.

Зависимость $\psi_{90}(B, \alpha)$ для крупной ДС аналогична (2):

$$\psi_{90}(B, \alpha) = \arctg [K(B) \cdot \operatorname{tg} \alpha] - \alpha, \quad (8)$$

где $K = K(B)$ – зависит от уровня магнитной индукции [18].

Для мелкой ДС зависимость $\psi_{55}(\alpha)$ имеет сходство с кривыми вращательного момента дисковых образцов текстурованных сталей в постоянном магнитном поле [8, 25] с представлением суммой двух четных гармоник (рис. 4, б):

$$\psi_{55}(\alpha) = A_1 \cdot \sin 2\alpha + A_2 \cdot \sin 4\alpha, \quad (9)$$

причем коэффициенты гармоник A_1 ; A_2 для разных сталей с кубической структурой типа (110) [001] неизменны [25].

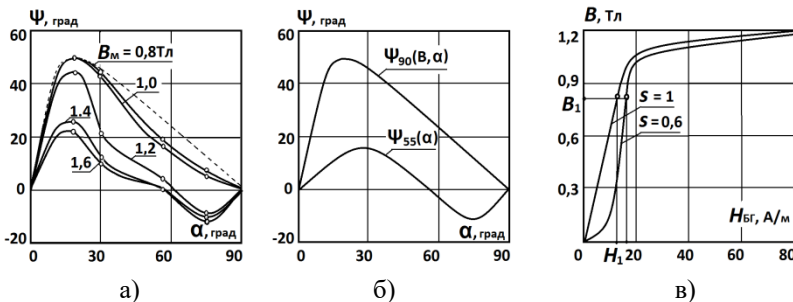


Рис. 4. Угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$ стали 3413 при $f = 50$ Гц [17] (а); зависимости $\psi_{90}(B, \alpha)$ и $\psi_{55}(\alpha)$ (б); кривые $H_{Br}(B)$ при $s = 1; 0,6$ (в)

Благодаря общему характеру изменения полосовой доменной структуры [9], (7)-(9) сохраняют одинаковый вид для различных текстурован-

ных сталей. На рис. 3, в приведены кривые $\psi(\alpha)$ при различных $B = \text{const}$ для стали марки М6 ($K \approx 30$) при $f = 0$, рассчитанные по данным [19, 22]; на рис. 4, а – аналогичные кривые для стали марки 3413 ($K = 7$) при $f = 50$ Гц [17]. Для двух марок текстурованных сталей с разными уровнями АМС угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$ имеют схожий характер, пунктирные кривые соответствуют линейной 90° -ной анизотропии по (2).

На нелинейной части кривых при $B > B_1$ (рис. 4, в) зависимости $H_a(B, \alpha)$ аппроксимируем, как в [18]:

$$H_a(B, \alpha) = \gamma(\alpha) \cdot \text{sh}[\beta(\alpha) \cdot (B - B_1)] + H_1(\alpha), \quad (10)$$

где H_1, B_1 – координаты границы участков кривой $H_{\text{гр}}(B)$ на рис. 4, в; $\gamma(\alpha), \beta(\alpha)$ – коэффициенты аппроксимации [18].

IV. Результаты математического моделирования магнитного поля кольцевого анизотропного сердечника

В [26] обосновано отсутствие влияния динамики на распределение магнитного потока. Поэтому моделирование магнитного поля кольцевого анизотропного ШС, как и в [17], производилось на основе решения плоской задачи магнитостатики в полярных координатах (ρ, φ) . В качестве модели ВХН использованы аналитические зависимости (4), (7)-(10) по экспериментальным данным и результатам [15, 17, 18]. Варьировались варианты зависимости $\psi(B, \alpha)$, показатель степени s начального участка безгистерезисной характеристики $H_{\text{гр}}(B)$ (рис. 4, в), режимы B_m . Область решения задачи из соображений симметрии ограничена значениями угловой координаты $\varphi = (0 \div 90^\circ)$. Оси магнитной анизотропии стали совмещены с осями симметрии задачи условием: $\alpha = 0$ при $\varphi = 0$.

На математической модели магнитного поля кольцевого сердечника с использованием модели ВХН текстурованных сталей раздельно проведены исследования влияния каждого из действующих факторов: нелинейности и наличия начального пологого участка кривой намагничивания, пространственного угла ψ между векторами \vec{B} и \vec{H} . Вопрос влияния отношения радиусов рассмотрен ранее в [27].

Приведены результаты численных расчетов магнитного поля кольцевого ШС из стали марки 3413 ($K = 7$) с отношением наружного и внутреннего радиусов $R_n / R_b = 2,1$ (рис. 5, а-в), для которого в [17] имеются описания методики и результатов локальных магнитных измерений. Значения индукции на рис. 5 – в относительных единицах: $B^* = B / B_c$, где B_c – средняя по сечению магнитная индукция.

Рассмотрены три варианта угловых зависимостей $\psi(B, \alpha)$: 90° -ная по (2), реальная для стали 3413 (рис. 4, а), условие $\psi(B, \alpha) = 0$; два значения

для показателя степени s : $s = 1$ – без учета деформации петли, $s = 0,6$ с учетом деформации петли для стали 3413; два крайних режима по индукции: $B_c = (0,3; 1,6)$ Тл.

На рис. 5, а представлены кривые $B^*(\varphi)$ по внутреннему – R_B и наружному – R_H радиусу кольцевого сердечника при $B_c = 0,3$ Тл для случая линейной 90° -снй магнитной анизотропии. Зависимость $\psi(\alpha)$ определяется по (2). Зависимость $H_\alpha(B, \alpha)$ – по (4) при двух вариантах показателя степени $s = 1$ и $0,6$ (рис. 4, в).

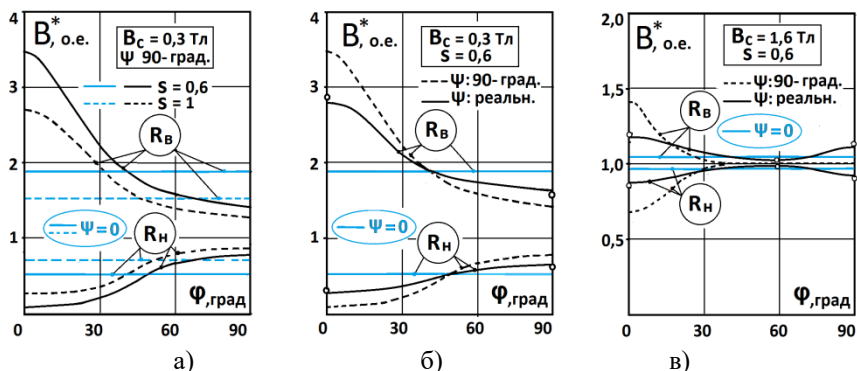


Рис. 5. Кривые $B^*(\varphi)$ кольцевого сердечника ($r = 2,1$) из стали 3413 ($K = 7$); для $\rho = (R_B; R_H)$: $B_c = 0,3$ Тл; $s = (1; 0,6)$ и $\psi(\alpha)$ – по (2) – (а); $B_c = 0,3$ Тл; $s = 0,6$ и различных вариантах – $\psi(\alpha)$ – (б); $B_c = 1,6$ Тл; $s = 0,6$ и различных вариантах – $\psi(\alpha)$ – (в)

На рис. 5, б представлены результаты аналогичного расчета кривых $B^*(\varphi)$ при $B_c = 0,3$ Тл и $s = 0,6$ для зависимости $\psi(\alpha)$ – по (2) и реальной зависимости $\psi(B, \alpha)$ стали 3413 (рис. 4, а) по (7)-(9).

На рис. 5, в при $B_c = 1,6$ Тл и $s = 0,6$ – кривые $B^*(\varphi)$ при использовании в качестве зависимости $H_\alpha(B, \alpha)$ (4), (10) для вариантов $\psi(B, \alpha)$: 90° -снй магнитной анизотропии по (8) и реальной зависимости стали 3413 по (7)-(9).

Из анализа кривых $B^*(\varphi)$ на рис. 5 сделаны следующие выводы:

- АМС приводит к неоднородности магнитного потока по угловой координате φ с наибольшим перепадом магнитной индукции при $\varphi = 0$ и наименьшим – в угловом положении, соответствующем оси худших магнитных свойств стали;
- максимум перепада индукции наблюдается в ненасыщенных режимах (рис. 5, а, б), когда углы ψ также максимальны (рис. 4, а);

- наличие начального пологого участка безгистерезисных кривых $H_{ог}(B)$ деформированных петель гистерезиса ($s = 0,6$) еще более усиливает неоднородность магнитного потока (рис. 5, а);
- с ростом насыщения стали неоднородность (рис. 5, в) спадает;
- при использовании только скалярных характеристик $H_{\alpha}(B, \alpha)$ и $\psi = 0$ отсутствует влияние анизотропии на распределение магнитного поля $B^*(\varphi) = \text{invar}$; остается влияние начального пологого участка и степени насыщения кривой намагничивания $B^*(\rho)$ (рис. 5, а-в – синим цветом).

Расчеты подтверждаются проведенными измерениями [17]. Точками на рис. 5, б, в отмечены экспериментальные значения B^* при $\varphi = 0; 55; 90^\circ$.

V. Обсуждение результатов

Численное моделирование магнитного поля кольцевого анизотропного ШС показало наибольший уровень неоднородности магнитного потока на участках с направлениями вектора \vec{B} , прилегающими к НП, как у МС трансформаторов [2, 3, 16], что подтверждают и результаты измерений [17]. Определяющее влияние на характер распределения магнитной индукции в анизотропных ШС оказывает наличие пространственного угла ψ между векторами магнитного поля. Угловые характеристики $\psi(B, \alpha)$ имеют качественное сходство для разных марок сталей с разной степенью магнитной анизотропии K (М6, $K = 30$ на рис. 3, в и 3413, $K = 7$ на рис. 4, а) и с аналитическими кривыми при линейной анизотропии [18]. Они зависят только от отношения магнитных свойств вдоль и поперек прокатки и не привязаны к абсолютным значениям векторов магнитного поля \vec{B} и \vec{H} используемых сталей.

Деформация петель гистерезиса текстурованных сталей дополнительно увеличивает неоднородность магнитного потока. Известно, что локальная лазерная обработка, применяющаяся для снижения удельных потерь текстурованных сталей за счет дробления доменной структуры, уменьшает и деформацию петель гистерезиса [10, 14]. В [1] при исследовании трехфазной шихтованной МС из сверханизотропной стали марки Ni-V с повышенной деформацией петель гистерезиса [12] отмечено относительное снижение значений коэффициента увеличения потерь K_p для стали Ni-V с лазерной обработкой (табл. 1).

Высокие магнитные свойства перспективных текстурованных сталей в направлении прокатки приводят к повышенной анизотропии магнитных свойств [13], а значит, росту значений коэффициента увеличения потерь K_p . Для обеспечения низких значений K_p в шихтованных магнитных системах [13] необходим поиск конструктивных решений, снижающих неоднородность магнитного потока в узловых зонах трансформаторов на

основе численного решения задач магнитостатики с использованием векторных характеристик намагничивания текстурованных сталей [6].

При использовании в качестве магнитных характеристик только зависимостей $H_\alpha(B, \alpha)$, как в [20, 21], картина магнитного поля при расчетах не отличается от случая отсутствия анизотропии [17, 18].

VI. Выводы

1. Причинами повышения неоднородности магнитного потока и уровня содержания высших нечетных гармоник индукции в узловых зонах магнитных систем трансформаторов являются деформация петель гистерезиса текстурованных сталей и анизотропия магнитных свойств текстурованных сталей с наличием пространственного угла между векторами индукции и напряженности магнитного поля.

2. Угловые зависимости магнитной анизотропии в плоскости прокатки текстурованных сталей имеют определяющее влияние на характер распределения магнитного поля в шихтованных магнитных системах трансформаторов.

3. Предложенное аналитическое описание угловых зависимостей магнитной анизотропии имеет общий вид и основано на учете влияния двух типов полосовой доменной структуры: крупной – с 90° -ной анизотропией и мелкой – с 55° -ной анизотропией с меняющимся долевым соотношением в зависимости от величины и направления вектора магнитной индукции.

©Калинин Е.В., 2020

©Чивенков А.И., 2020

Библиографический список

- [1] Moses A.J., Sakaida A. Effect of distorted flux density on three phase transformer cores assembled from high quality electrical steels // IEEE Transactions on Magnetics. 1986. № 5 (22). P. 532-534.
- [2] Basak A., Higgs C.R.G. Flux distribution in three phase transformer cores with various T-joint geometries // IEEE Transactions on Magnetics. 1982. № 2 (18). P. 670-673.
- [3] Higgs C.R.G., Moses A.J. Computation of flux distribution and harmonics in various transformer cores // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 1982. № 1-3 (26). P. 349-350.
- [4] Кобылин В.П., Давыдов Г.И., Афанасьев Д.Е., Ли-Фир-Су Р.П., Седалищев В.А., Васильев П.Ф. Анализ причин увеличения потерь мощности на холостой ход в силовых трансформаторах с анизотропной сталью // Электричество. 2015. № 3. С. 13-19.
- [5] Soinski M. Angular dependencies in Fe-based commercial soft magnetic materials // IEE Proceedings A - Science, Measurement and Technology. 1992. № 6 (139). P. 273-278.

- [6] Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с.
- [7] Qader A.A., Basak A. Building factor of a 100 kVA 3 phase distribution transformer core // IEEE Transactions on Magnetics. 1982. № 6 (18). P. 1487-1489.
- [8] Дружинин В.В. Магнитные свойства электротехнических сталей. М.: Энергия, 1974. – 240 с.
- [9] Зайкова В.А., Старцева И.Е., Филиппов Б.Н. Доменная структура и магнитные свойства электротехнических сталей. М.: Наука, 1992. – 272с.
- [10] Драгошанский Ю.Н., Пудов В.И. Влияние структурных неоднородностей на динамику магнитных доменов и электромагнитные свойства Fe-3%Si сплава // Вестник Тамбовского университета. Серия Естественные и Технические науки. 2016. Т. 21. Вып. 3. С. 970-973.
- [11] Orient Cor. Grain-oriented electrical sheet steels. Nippon Steel Corporation. Japan, 1970. – 88 p.
- [12] Orient Cor. HI-B. Grain-oriented electrical steel. Nippon Steel Corporation. Japan, 1972. – 26 p.
- [13] Молотилов Б.В., Миронов Л.В., Петренко А.Г. Холоднокатаные электротехнические стали. Справочник. М.: Металлургия, 1989. – 168 с.
- [14] Казаджан Л.Б. Магнитные свойства электротехнических сталей и сплавов. М.: ООО «Наука и технологии», 2000. – 224 с.
- [15] Калинин Е.В. Магнитное поле в анизотропном шихтованном сердечнике. Часть 1. Рекомендации к определению степени магнитной анизотропии холоднокатаных электротехнических сталей // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2018. № 2 (121). С. 96-105.
- [16] Калинин Е.В., Чивенков А.И. Прогнозирование прироста потерь в стыках сердечников силовых трансформаторов // Интеллектуальная электротехника 2018. № 3. С. 87-101.
- [17] Калинин Е.В. Магнитное поле в анизотропном шихтованном сердечнике. Часть 2. Экспериментальное обоснование применения при расчетах магнитного поля векторных характеристик намагничивания холоднокатаных электротехнических сталей // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2018. № 3 (122). С. 71-80.
- [18] Калинин Е.В., Любимый В.И., Першин В.В., Тильк В.Т. Анализ и математическое описание характеристик намагничивания анизотропных холоднокатаных электротехнических сталей // Электротехника. 1985. № 10. С. 34-37.
- [19] Колесников Э.В., Ткачев А.Н., Горбунцов А.Ф. Экспериментальное исследование и математическое моделирование планарного перемагничивания холоднокатаной стали // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 1983. № 6. С. 23-30.
- [20] Дойников Н.Р., Пузынович Ю.Т. Численное моделирование магнитостатических полей с учетом магнитной анизотропии стали // Журнал технической физики. 1975. Т. 45. Вып. 11. С. 2204-2206.
- [21] Тенетко Н.И., Черемисов И.Я., Тенетко А.Н. Приближенные аналитические выражения семейств характеристик намагничивания холоднокатаных анизотропных электротехнических сталей // Техническая электродинамика. 1990. № 3. С. 18-23.

- [22] Колесников Э.В. Локальная структура и аппроксимация полей. (Ч. 4) // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2001. № 2. С. 3-13.
- [23] Ткачев А.Н., Шкуропадский И.В. Нормализация характеристик намагничивания анизотропных электротехнических сталей // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2009. № 2. С. 3-9.
- [24] Рожненко Ж.Г., Толмачев С.Т. Особенности магнитных свойств и характеристик намагничивания листовых электротехнических сталей // Электротехника и электромеханика. 2010. № 2. С. 37-41.
- [25] Адамеску Р.А., Гельд П.В., Митюшов Е.А. Анизотропия физических свойств металлов. М.: Металлургия, 1985. – 136 с.
- [26] Калинин Е.В. Моделирование потерь в шихтованных сердечниках силовых трансформаторов // Интеллектуальная электротехника. 2020. № 1. С. 52-68.
- [27] Тильк В.Т., Любимый В.И., Першин В.В. и др. Влияние геометрии кольцевых образцов изотропных электротехнических сталей на их статические магнитные характеристики // Электротехническая промышленность. Сер. Электротехнические материалы. 1983. Вып. 1. С. 1-3.

E.V. Kalinin, A.I. Chivenkov

THE INFLUENCE OF MAGNETIC TEXTURE OF TRANSFORMER STEELS ON MAGNETIC FIELD OF LAMINATED CORES

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

Abstract. The article presents an analysis of the reasons for the redistribution of the magnetic field in the nodal zones of the laminated magnetic systems of power transformers with the appearance of higher odd harmonics of magnetic induction. The influence of the anisotropy of magnetic properties and deformation of hysteresis loops of textured cold-rolled steels on the increase in the inhomogeneity of the magnetic flux is investigated. Magnetic anisotropy is characterized by the presence of a spatial angle ψ between the vectors of induction \vec{B} and magnetic field strength \vec{H} . A physical interpretation of the angular dependencies is given as a result of the combined effect of the crystal cube-on-edge texture and the changing stripe domain structure. A mathematical model of the vector characteristics of the magnetization of textured steels is proposed. The model uses reference scalar magnetization curves $H_\alpha(B, \alpha)$ at different angles α to the direction of magnetization, where H_α is the projection of the vector \vec{H} onto the vector \vec{B} , and additional are the angular characteristics $\psi(B, \alpha)$. A feature of the angular characteristics is their dependence only on the degree of magnetic anisotropy K – the ratio of magnetic properties along and across the rolling. The results of numerical calculations of the magnetic field of an annular anisotropic core made of steel grade 3413 ($K = 7$) and the ratio of the radii of 2.1 are given for the values of the cross-section average induction $B_a = 0.3$ T and 1.6 T using: different versions of the model of vector characteristics of

magnetization; condition $\psi = 0$; real angular characteristics $\psi(B, \alpha)$ of steel 3413; magnetization curves without and taking into account the deformation of the hysteresis loops. A comparison with experimental results is made. A significant influence of the deformation of the hysteresis loops and the spatial angle ψ of textured steels on the increase in the inhomogeneity of the magnetic flux is revealed. The greatest inhomogeneity is observed at low inductions in the areas of the laminated core with vector \vec{B} directions adjacent to the rolling direction. At saturation, the inhomogeneity drops sharply, which is the reason for the appearance of higher odd harmonics of the magnetic induction.

Keywords: cube-on-edge (Goss) texture, deformation of hysteresis loops, loss increase factor, magnetic flux inhomogeneity, mathematical modeling, power transformers, stripe domain structure, textured cold rolled steels.

References

- [1] A. Moses and A. Sakaida, "Effect of distorted flux density on three phase transformer cores assembled from high quality electrical steels", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 22, no. 5, pp. 532-534, Sept. 1986.
- [2] A. Basak and C. Higgs, "Flux distribution in three phase transformer cores with various T-joint geometries", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, no. 2, pp. 670-673, March 1982.
- [3] C.R.G. Higgs and A.J. Moses, "Computation of flux distribution and harmonics in various transformer cores", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 26, is. 1-3, pp. 349-350, March 1982.
- [4] V.P. Kobylin, G.I. Davydov, D.E. Afanas'ev, R.P. Li-Fir-Su, V.A. Sedalishchev and P.F. Vasil'yev, "An analysis of factors causing a growth of no-load power losses in power transformers with cores made of anisotropic steel", *Elektrichestvo*, no. 3, pp. 13-19, 2015.
- [5] M. Soinski, "Angular dependencies in Fe-based commercial soft magnetic materials", *IEE Proceedings A - Science, Measurement and Technology*, vol. 139, no. 6, pp. 273-278, Nov. 1992.
- [6] P.A. Kurbatov and S.A. Arinchin, *Chislennyj raschet elektromagnitnyh polej [Numerical calculation of electromagnetic fields]*. Moscow: Energoatomizdat, 1984 (in Russian).
- [7] A.A. Qader and A. Basak, "Building factor of a 100 kVA 3 phase distribution transformer core", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, no. 6, pp. 1487-1489, Nov. 1982.
- [8] V.V. Druzhinin, *Magnitnye svoystva elektrotekhnicheskikh stalej [Magnetic properties of electrical steels]*. Moscow: Energy, 1974 (in Russian).
- [9] V.A. Zaikova, I.E. Startseva and B.N. Filippov, *Domennaya struktura i magnitnye svoystva elektrotekhnicheskikh stalej [Domain structure and magnetic properties of electrical steels]*. Moscow: Nauka, 1992 (in Russian).
- [10] Y.N. Dragoshanskiy and V.I. Pudov, "Influence of structural inhomogeneity on the dynamics of magnetic domain and the electromagnetic properties of Fe-3%Si alloy", *Tambov University Reports. Series Natural and Technical Sciences*, vol. 21, is. 3, pp. 970-973, 2016.
- [11] Orient Cor. Grain-oriented electrical sheet steels. Nippon Steel. Japan, 1970.

- [12] Orient Cor. HI-B. Grain-oriented electrical steel. Nippon Steel. Japan, 1972.
- [13] B.V. Molotilov, L.V. Mironov and A.G. Petrenko, *Holodnokatanye elektrotekhnicheskie stali. Spravochnik [Cold rolled electrical steel. Directory]*. Moscow: Metallurgy, 1989 (in Russian).
- [14] L.B. Kazajan, *Magnitnye svoystva elektrotekhnicheskikh stalej i splavov [Magnetic properties of electrical steels and alloys]*. Moscow: LLC "Science and Technology", 2000 (in Russian).
- [15] E.V. Kalinin, "Magnetic field in an anisotropic laminated magnetic core. Part 1. Recommendations for determining the degree of magnetic anisotropy of cold-rolled electrical steels", *Transactions of NNSTU n.a. R.E. Alekseev*, no. 2 (121), pp. 96-105, 2018.
- [16] E.V. Kalinin and A.I. Chivenkov, "Forecasting the increase of losses in joints of power transformers core", *Smart Electrical Engineering*, no. 3, pp. 87-101, 2018.
- [17] E.V. Kalinin, "Magnetic field in an anisotropic laminated magnetic core. Part 2. Experimental substantiation of application at calculations of magnetic field of the vector magnetization characteristics of cold-rolled electrical steels", *Transactions of NNSTU n.a. R.E. Alekseev*, no. 3 (122), pp. 71-80, 2018.
- [18] E.V. Kalinin, V.I. Lyubiviy, V.V. Pershin and V.T. Til'c, "Analiz i matematicheskoe opisanie harakteristik namagnichivaniya anizotropnyh holodnokatanyh elektrotekhnicheskikh stalej [Analysis and mathematical description of the magnetization characteristics of anisotropic cold-rolled electrical steels]", *Elektrotehnika [Russian Electrical Engineering]*, no. 10, pp. 34-37, 1985 (in Russian).
- [19] E.V. Kolesnikov, A.N. Tkachev and A.F. Gorbuntsov, "Eksperimental'noe issledovanie i matematicheskoe modelirovanie planarnogo peremagnichivaniya holodnokatanoj stali [Experimental study and mathematical modeling of planar magnetization reversal of cold-rolled steel]", *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika (Russian Electromechanics)*, no. 6, pp. 23-30, 1983 (in Russian).
- [20] N.R. Doinikov and Yu.T. Puzynovich, "Chislennoe modelirovanie magnitostaticeskikh polej suchetommagnitnoj anizotropii stali [Numerical modeling of magnetostatic fields taking into account the magnetic anisotropy of steel]", *Journal of Applied Physics*, vol. 45, is.11, pp.2204-2206, 1975 (in Russian).
- [21] N.I. Tenetko, I.Ya. Cheremisov and A.N. Tenetko, "Approximate analytical expressions from the families of characteristics of magnetization of cold-rolled anisotropic electrical-sheet steels", *Tekhnichna Elektrodynamika*, no. 3, pp. 18-23, 1990 (in Russian).
- [22] E.V. Kolesnikov, "Lokal'naya struktura i approksimaciya polej. (Ch. 4) [Local structure and field approximation. (Part 4)]", *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika (Russian Electromechanics)*, no. 2, pp. 3-13, 2001 (in Russian).
- [23] A.N. Tkachev and I.V. Shkuropadsky, "Normalization of magnetization characteristics of anisotropic electrotechnical steels", *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika (Russian Electromechanics)*, no. 2, pp. 3-9, 2009.
- [24] Zh.G. Rozhnenko and S.T. Tolmachov, "Features of magnetic properties and magnetization characteristics of electrical grade sheet", *Electrical Engineering & Electromechanics*, no. 2, pp. 37-41, 2010.

- [25] R.A. Adamescu, P.V. Geld and E.A. Mityushov, *Anizotropiya fizicheskikh svoystv metallov [Anisotropy of the physical properties of metals]*. Moscow: Metallurgy, 1985 (in Russian).
- [26] E.V. Kalinin, “Model of losses in laminated cores of power transformers”, *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 52-68, 2020.
- [27] V.T. Til’k, V.I. Lyubivy, V.V. Pershin et al., “Vliyanie geometrii kol’cevyykh obrazcov izotropnykh elektrotekhnicheskikh stalej na ih staticheskie magnitnye harakteristiki [Influence of the geometry of annular samples of isotropic electrical steels on their static magnetic characteristics]”, *Elektrotekhnicheskaya promyshlennost’. Seriya: Elektrotekhnichesknie materialy [Electrical industry. Series: Electrical materials]*, no. 1, pp. 1-3, 1983 (in Russian).

Поступила в редакцию 23.09.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_53

УДК 621.313.3

**А.Ю. Смирнов^{1,2,3}, Е.Н. Александрова¹,
Т.Н. Уснунц-Кригер³**

ПОСТРОЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПО ПАСПОРТНЫМ ДАННЫМ

¹ Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

² «Опытное конструкторское Бюро Машиностроения им. И.И. Африкантова»
Нижний Новгород, Россия

³ Национальный исследовательский технологический университет «МИСИС»
Выкса, Нижегородская область, Россия

Описана методика построения механических характеристик асинхронных двигателей с использованием номинальных данных серийных двигателей в качестве экспериментальных результатов и формулы Клосса, предназначенная для исследования работы электроприводов на их основе. Методика опробована при проведении дистанционного обучения студентов в рамках курсов «Электрические машины» и «Электропривод» построения механической характеристики по точкам.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, механическая характеристика, скольжение, кратность максимального момента, формула Клосса, электромагнитный момент.

I. Введение

В связи с широким внедрением частотных преобразователей для регулирования скорости вращения асинхронных двигателей возникает необходимость оперативной оценки характеристик электропривода на их основе. Такая оценка, важная при многократном изменении параметров преобразователя посредством контроллера, может быть выполнена по механической характеристике, пересчитанной по ее паспортным данным, с использованием формулы Клосса для определения точек характеристики и круговой диаграмме машины.

Для исследования механических характеристик асинхронных двигателей в качестве экспериментальных результатов использованы паспортные данные серийных асинхронных двигателей фирмы Siemens.

II. Материалы и методы

Выражение для определения механической характеристики [1]:

$$M = \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot r_2'}{s \cdot \omega \cdot \left[\left(r_1 + C_1 \cdot \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + C_1 \cdot X_2')^2 \right]}, \quad (1)$$

достаточно громоздкое и неудобное для приблизительных расчётов. Здесь m_1 – число фаз, U_1 – напряжение сети, r_2' и X_2' – активное и индуктивное сопротивление вторичной цепи (цепи ротора), приведённые к сопротивлению первичной (цепи статора); s – скольжение, ω – круговая частота напряжения сети, r_1 , X_1 – активное и индуктивное сопротивления обмотки статора, C_1 – коэффициент приведения Т-образной схемы замещения к Г-образной [1-5].

На практике используется более простая формула (формула Клосса), в которой не учитывается падение напряжения в статоре:

$$\frac{M}{M_{\max}} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s}}. \quad (2)$$

По этой формуле механическая характеристика $M = f(s)$ может быть построена с погрешностью 10-15 %, если для каких-либо двух режимов известны момент M и скольжение s . Этими двумя режимами могут быть номинальный режим и режим пуска, хотя влияние вытеснения тока и высших гармоник накладывает погрешности на показатели последнего. Наиболее сильно влиянию указанных факторов подвержены двухклеточные и глубоководные двигатели, а также с небольшим числом пазов на полюс и фазу: многополюсные и малой мощности. Поэтому вместо пускового целесообразнее использовать параметры режима работы на критическом скольжении. Необходимые данные приводятся в каталогах в виде номинальной частоты вращения и кратности максимального момента:

$$K_M = \frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}}, \quad (3)$$

где $M_{\text{ном}}$ – номинальный момент двигателя. В современных двигателях общепромышленного применения кратность максимального момента K_M находится в пределах $1,7 \div 3,0$.

При построении механической характеристики первоначально следует определить критическое скольжение:

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{1}{K_m} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s}}. \quad (4)$$

Подставив в (4) $M = M_{\text{ном}}$ и $s = s_{\text{ном}}$, можно найти:

$$s_{\text{кр}} = s_{\text{ном}} \cdot \left(K_m + \sqrt{K_m^2 - 1} \right) \quad (5)$$

а затем рассчитать по точкам механическую характеристику двигателя, подставляя в формулу Клосса значения скольжения в диапазоне $0 \leq s \leq 1$. В диапазоне $0 < s < s_{\text{кр}}$ вычисления следует выполнять с меньшим шагом, поскольку этот участок является геометрическим местом значений момента асинхронного двигателя в установившемся режиме. Частота вращения на этом участке с ростом нагрузки уменьшается незначительно.

III. Курсовая работа по расчету механических характеристик асинхронных двигателей

Изложенный анализ с построением механических характеристик может быть интересен не только в техническом, но и в учебно-методическом аспекте. В связи с переходом на дистанционное обучение большую актуальность приобретает усвоение студентами лекционного материала, при котором нет подробного конспектирования слушателями, а основная часть информации передается в электронном виде. Практика дистанционного преподавания в НГТУ и в Выксунском филиале МИСиС показывает, что без детального разбора несложных, но интеллектуально емких задач в рамках курса с последующим самостоятельным их решением по вариантам такого усвоения лекционного материала достичь невозможно.

Задания на курсовую работу по расчету механических характеристик асинхронных двигателей фирмы Siemens по их паспортным данным представлены в табл. 1.

Порядок выполнения расчетов следующий.

1. Исходные данные.

Ротор – короткозамкнутый. Номинальные данные некоторых серийных образцов двигателей содержатся в таблице 1, где U_1 – напряжение (фазное) сети, В; $P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность, кВт; f – частота сети; $I_{\text{ном}}$ – номинальный ток; $\cos\varphi_{\text{ном}}$ – номинальный коэффициент мощности; $n_{\text{ном}}$ –

номинальная частота вращения, об/мин; K_M – кратность максимального момента.

Таблица 1.

Задания для исследования асинхронного двигателя (по вариантам)

№	ФИО	U_1	$P_{ном}$	Гр. соед.	$\cos\varphi_{ном}$	$I_{ном}$	$n_{ном}$	K_M	Обозначение (типоразмер)
1		380	83	Δ	0,84	160	984	2,3	1LA4313-B3/5-315M
2		380	15	Δ	0,88	29	1460	2,9	1LA3166-4AA40
3		380	3,0	Δ	0,83	7,0	1410	2,7	1LA3107-4AA40
4		220	1,5	Δ	0,85	5,9	2855	2,5	1LA3096-4AA21
5		380	39	Δ	0,89	72	2960	2,3	1LA4223-B3-225M
6		380	315	Y	0,87	335	990	2,4	1LA4406-B3-400/2
7		220	2,2	Δ	0,85	8,3	2860	2,8	1LA3096-2AA20
8		220	4,0	Δ	0,88	14,0	2895	2,5	1LA3113-2AA20
9		380	4,0	Δ	0,82	8,8	1435	3,0	1LA3113-4AA40
10		660	5,5	Y	0,85	6,8	1450	2,8	LA 3130-4AA70
11		380	6,9	Δ	0,87	14,9	2930	3,0	1LA3131-2AA40
12		380	62	Δ	0,84	120	1485	2,4	1LA4280-B3-280S
13		660	75	Y	0,86	80	1480	2,4	1LA4280-B3-315S
14		380	26	Δ	0,86	51	2950	2,4	1LA4206-B3-200L
15		660	27,5	Y	0,83	32	1465	2,5	1LA4207-B3-200L
16		380	30	Δ	0,83	60	1470	2,5	1LA4207-B3-200L
17		380	30	Δ	0,87	58	2940	2,6	1LA4206-B3-200L
18		220	2,8	Δ	0,88	10	2890	2,5	1MA3113/2BB20
19		380	6,5	Y	0,91	14,9	2940	3,0	1MA3131/2AB20
20		380	37	Δ	0,89	70	2945	2,6	1LA4207-B3-200L
21		660	48	Y	0,85	53	1480	2,6	1LA4253-B3-250M
22		380	18	Δ	0,82	37	1465	2,6	1LA4186-B3-180L
23		220	0,55	Δ	0,81	2,5	2800	2,7	1LA3073-2AA20
24		380	132	Δ	0,87	245	1485	2,4	1LA4313-B3-315M
25		380	1,1	Y	0,85	1,47	2850	2,4	1LA3083-2AA70
26		380	7,2	Δ	0,81	15,4	1455	2,4	1LA3133-4AA40
27		380	15,2	Δ	0,9	28,5	2940	2,9	1LA3166-2AA40-Z
28		660	139	Y	0,85	150	1490	2,4	1LA4314-B3-315M
29		660	90	Y	0,86	97	1485	2,4	1LA4310-B3-315S
30		660	260	Y	0,89	270	1490	2,4	1LA4404-B3-400/1
31		380	132	Δ	0,92	235	1460	2,4	1RN2264-B3
32		380	160	Δ	0,87	300	970	2,4	1RN5355-B3
33		660	380	Y	0,88	400	1475	2,35	1RN5355-V10
34		660	400	Y	0,87	425	1475	2,35	1RN5403-B3
35		660	330	Y	0,85	360	981	2,4	1RN5405-B3
36		200	0,06	Y	0,48	0,7	5100	2,09	ДАТ42461

Окончание табл. 1

№	ФИО	U_1	$P_{\text{ном}}$	Гр. соедин.	$\cos\varphi_{\text{ном}}$	$I_{\text{ном}}$	$n_{\text{ном}}$	K_M	Обозначение (типоразмер)
37		200	0,09	Y	0,50	0,85	7000	2,28	ДАТ42561
38		220	0,18	Y	0,70	1,1	10880	3,02	ДАТ42672
39		200	0,37	Y	0,50	3,1	7400	2,0	ДАТ61560-1
40		220	0,75	Y	0,50	5,0	7400	3,51	ДАТ71570-1
41		380	160	Δ	0,92	278	2970	2,8	5AM315S2A3TB3
42		380	3,0	Y	0,7	3,75	700	2,4	B112M8
43		380	15,0	Y	0,76	17,3	724	2,2	B180M8
44		380	37	Y	0,78	41,5	735	2,0	B250S8
45		380	75	Y	0,83	79	738	2,5	B280M8
46		660	200	Y	0,81	125	592	2,4	BAO3-355L-10
47		660	200	Y	0,85	119	741	2,4	BAO3-355M-8
48		660	90	Y	0,83	54	738	2,2	BAO3-280M-8
49		10000	2650	Y	0,9	176	1492	2,2	AW710S2x4kV
50		10000	3400	Y	0,9	227	1487	2,2	AW800K2x4KV

Примечание. Двигатели вариантов 36-40 работают от сети частотой 400 Гц, остальные – 50 Гц.

В отчете должны быть представлены следующие разделы.

1. Расчет энергетических параметров номинального режима, критического скольжения и тока холостого хода.
2. Расчет механической характеристики.
3. Определение параметров упрощенной схемы замещения (Γ -образной).
4. (при необходимости углубленного исследования) Построение круговой диаграммы по значениям параметров упрощенной схемы замещения и намагничивающего тока.
5. Перечень графического материала:
 - механическая характеристика;
 - круговая диаграмма с обозначением на ней характерных точек, соответствующих значениям скольжения $s = 1$, $s = 0$ и $s = \pm \infty$.

IV. Методические указания к выполнению исследовательской работы

Раздел 1.

1.1. Рассчитать недостающие данные номинального режима: мощность, потребляемую из сети P_1 , КПД η , номинальный момент $M_{\text{ном}}$, номинальное скольжение из уравнений:

$$\eta = \frac{P_{\text{ном}}}{P_1};$$

$$I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{m \cdot U_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi};$$

$$M_{\text{ном}} [\text{Н} \cdot \text{м}] = 9555 \cdot \frac{P [\text{кВт}]}{n [\text{об/мин}]};$$

$$s_{\text{ном}} = \frac{n_1 - n_{\text{ном}}}{n_1}.$$

1.2. Рассчитать критическое скольжение $s_{\text{кр}}$ по (5).

1.3. Выбрать относительное значение намагничивающего тока (тока холостого хода) $I_0/I_{\text{н}}$ в пределах $0,5 \div 0,25$. Меньшим значениям номинальной мощности и частоты вращения соответствуют большие значения относительного тока.

Раздел 2. Рассчитать по точкам механическую характеристику двигателя, подставляя в формулу Клосса (4) значения скольжения в диапазоне $0 \leq s \leq 1$. В области $0 < s < s_{\text{кр}}$ вычисления выполнять с меньшим шагом.

Раздел 3. Индуктивное и активное сопротивления короткого замыкания $X_{\text{к}}$ и $r'_{\text{кз}}$ схемы замещения определять по упрощенным зависимостям:

$$X_{\text{к}} = X_1 + X_2' \approx \frac{3 \cdot p \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega \cdot M_{\text{max}}};$$

$$r'_{\text{кз}} = r_1 + \frac{r_2'}{s} \approx \frac{r_2'}{s},$$

где $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$; $r_2' = s_{\text{кр}} \cdot X_{\text{к}}$.

Раздел 4. Построения начать исходя из намагничивающего тока, рассчитанного в разделе 1. Принять коэффициент мощности холостого хода $\cos \varphi_1 = 0,15$. Алгоритм построения содержится в [1-5].

После построений собственно диаграммы провести линию сопротивлений и отметить на ней характерные точки: $s = 1$ (короткое замыкание), $s = \pm \infty$, приняв $r_1 \approx 0,5 \cdot r_2'$, и теоретически показать положение точки идеального холостого хода на линии сопротивлений $s = 0$.

V. Примеры расчета

1. Асинхронный двигатель марки ДАТ 53671 имеет паспортные данные, приведенные в табл. 2.

Определяем недостающие данные номинального режима:

Напряжение сети (фазное) $U_{1\phi} = 127 \text{ В}$.

Потребляемая мощность $P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_{\text{ном}} \cdot \cos \varphi_{\text{ном}} = 479,3 \text{ Вт}$.

$$\text{КПД } \eta = \frac{P_{\text{ном}}}{P_1} = \frac{370}{479,3} = 0,772.$$

Таблица 2.
Паспортные данные двигателя марки ДАТ 53671

Параметр	Значение
Напряжение сети (линейное) U_1 , В	220
Частота сети f , Гц	400
Мощность (на валу) $P_{\text{ном}}$, Вт	370
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А	1,70
Номинальный коэффициент мощности, $\cos\varphi_{\text{ном}}$	0,74
Номинальная частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин	11400
Кратность максимального момента K_M	2,72

$$\text{Номинальный момент } M_{\text{ном}} = 9555 \cdot \frac{P_{\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = 9555 \cdot \frac{0,370}{11400} = 0,31 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Частота вращения идеального холостого хода (частота вращения поля статора) $n_1 = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{60 \cdot 400}{2} = 12000$ об/мин, где $p = 2$, определяется перебором, до получения ближайшего к номинальному значения.

$$\text{Номинальное скольжение } s_{\text{ном}} = \frac{n_1 - n_{\text{ном}}}{n_1} = \frac{12000 - 11400}{12000} = 0,05.$$

Определяем критическое скольжение из формулы Клосса, подставив в неё паспортное значение кратности максимального момента и номинальное скольжение $s_{\text{кр}} = 0,05 \cdot (2,72 + \sqrt{2,72^2 - 1}) = 0,262$.

Рассчитываем механическую характеристику в долях от номинального момента, подставляя значения скольжения в формулу Клосса в пределах $0 \leq s \leq 1$ и $M_{\text{мах}} = K_M \cdot M_{\text{ном}}$ (табл. 3, первая строка).

Таблица 3.
Механические характеристики серийных двигателей,
рассчитанные по формуле Клосса

s	1,0	$s_{\text{кр}2}=0,515$	$s_{\text{кр}1}=0,262$	$s_{\text{кр}3}=0,0791$	$s_{\text{ном}2}=0,075$	$s_{\text{ном}1}=0,05$	$s_{\text{ном}3}=0,01767$
$M/M_{\text{ном}1}$	1,335	2,20	2,72	2,62	1,437	1,0	0,207
$M/M_{\text{ном}2}$	2,86	3,51	2,84	1,052	1,0	0,674	0,136
$M/M_{\text{ном}3}$	0,37	0,705	1,30	2,35	2,35	2,12	1,0

2. Асинхронный двигатель марки ДАТ 71560-1 имеет паспортные данные, приведенные в табл. 4.

Таблица 4.
Паспортные данные двигателя марки ДАТ 71560-1

Параметр	Значение
Напряжение сети (линейное) U_1 , В	200
Частота сети f , Гц	400
Мощность (на валу) $P_{\text{ном}}$, Вт	750
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А	5,3
Номинальный коэффициент мощности, $\cos\varphi_{\text{ном}}$	0,50
Номинальная частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин	7400
Кратность максимального момента K_M	3,51

Данные номинального режима:

Напряжение сети (фазное) $U_{1\phi} = 115,5$ В.

Потребляемая мощность $P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_{\text{ном}} \cdot \cos\varphi_{\text{ном}} = 918$ Вт.

КПД $\eta = \frac{750}{918} = 0,815$.

Номинальный момент $M_{\text{ном}} = 9555 \cdot \frac{0,750}{7400} = 0,97$ Н·м.

Частота вращения идеального холостого 8000 об/мин при $p = 3$.

Номинальное скольжение $s_{\text{ном}} = \frac{n_1 - n_{\text{ном}}}{n_1} = \frac{8000 - 7400}{8000} = 0,075$.

Критическое скольжение $s_{\text{кр}} = 0,075 \cdot \left(3,51 + \sqrt{3,51^2 - 1}\right) = 0,515$.

Механическая характеристика $M/M_{\text{ном}2} = f(s)$ дана в строке 2 табл. 3.

3. Асинхронный двигатель марки 1RN5505 В3 (АЭС «Бушер», Иран, насос аварийного впрыска бора) имеет паспортные данные приведенные в табл. 5.

Таблица 5.
Паспортные данные двигателя марки 1RN5505 В3

Параметр	Значение
Напряжение сети (линейное) U_1 , В	10000
Частота сети f , Гц	50
Мощность (на валу) $P_{\text{ном}}$, кВт	570
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А	38,5
Номинальный коэффициент мощности, $\cos\varphi_{\text{ном}}$	0,91
Номинальная частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин	2947
Кратность максимального момента K_M	2,35

Данные номинального режима:

Напряжение сети (фазное) $U_{1\phi} = 5773,5$ В.

Потребляемая мощность $P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_{\text{ном}} \cdot \cos\varphi_{\text{ном}} = 606,8$ кВт.

$$\text{КПД } \eta = \frac{570}{606,8} = 0,939.$$

$$\text{Номинальный момент } M_{\text{ном}} = 9555 \cdot \frac{570}{2947} = 1848,1 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

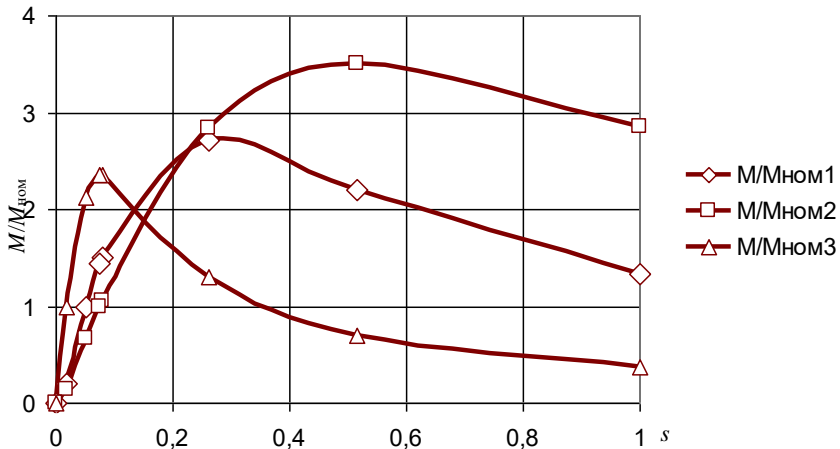
Частота вращения идеального холостого 3000 об/мин при $p = 1$.

$$\text{Номинальное скольжение } s_{\text{ном}} = \frac{n_1 - n_{\text{ном}}}{n_1} = \frac{3000 - 2947}{3000} = 0,0177.$$

Критическое скольжение:

$$s_{\text{кр}} = 0,0177 \cdot (2,35 + \sqrt{2,35^2 - 1}) = 0,0792.$$

Механическая характеристика $M/M_{\text{ном3}} = f(s)$ дана в третьей строке табл. 3.



VI. Выводы

Задача построения механических характеристик асинхронного двигателя по его паспортным данным представляет интерес в научно-прикладном плане при обосновании выбора серийного образца электродвигателя для конкретного механизма. Она также может быть включена в курс практических занятий по дисциплине «Электрические машины» в качестве дистанционно выполняемой расчетной лабораторной работы.

© Смирнов А.Ю., 2020

© Александрова Е.Н., 2020

© Усунц-Кригер Т.Н., 2020

Библиографический список

- [1] Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. – 928 с.
- [2] Копылов И.П. Электрические машины. М.: Высшая школа, 2006. – 607 с.
- [3] Е.П. Бойко, Ю.В. Гаинцев, Ю.М. Ковалев и др. Асинхронные двигатели общего назначения / под ред. В.М. Петрова и А.Э. Кравчика. М.: Энергия, 1980. – 488 с.
- [4] Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины Ч. 2. М.: Высшая школа, 1979. – 304 с.
- [5] Смирнов А.Ю. Электромеханика. Основы теории и вычислительный анализ электрических машин. Н. Новгород: НГТУ, 2014. – 290 с.

**A.Yu. Smirnov^{1,2,3}, E.N. Aleksandrova¹,
T.N. Usnunts-Kruger³**

**CONSTRUCTION OF MECHANICAL
CHARACTERISTICS OF INDUCTION MOTORS
ACCORDING TO PASSPORT DATA**

¹ Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

² Africantov Experimental Design Bureau for Mechanical Engineering
Nizhny Novgorod, Russia

³ National University of Science and Technology MISiS
(Moscow Institute of Steel and Alloys), Vyksunsky branch
Vyksa, Nizhegorodskaya oblast, Russia

Abstract. The definition procedure of mechanical characteristic in conformity of induction motor rated parameters and Kloss formula dummy research in justification of motor choice introduced. Procedure appropriated for by points torque-vs-displacement curve tracing in various drive integration and inside of «Electric machines» and «Electric drive» training courses with nominal parameters of serial motors as experimental results.

Keywords: electromagnetic torque, induction motor, kloss formula, maximal torque ratio, mechanical characteristic, slip.

References

- [1] A.V. Ivanov-Smolenskiy, *Electrichestkie mashiny [Electrical machines]*. Moscow: Energya, 1980 (in Russian).
- [2] I.P. Kopilov, *Electrichestkie mashiny [Electrical machines]*. Moscow: Energya, 1980 (in Russian).
- [3] E.P. Boyko, Yu.V. Gaintsev, Yu.M. Kovaluov et al. *Asinhronnye dvigateli obshchego naznacheniya [Asynchronous motors for common purposes]*, ed. V.M. Petrov and A.E. Cravchik. Moscow: Energya, 1980 (in Russian).
- [4] D.E. Bruskin, A.E. Zorohovitch and V.S. Hvostov, *Electrichestkie mashiny. Ch. 2 [Electrical machines. Part 2]*. Moscow: Vyshaya shcola, 1979 (in Russian).
- [5] A.Yu. Smirnov, *Elektromekhanika. Osnovy teorii i vychislitel'nyj analiz elektricheskikh mashin [Elektromechanics. Theory foundations and computational analysis of electric machines]*. Nizhny Novgorod: NNSTU, 2014 (in Russian).

Поступила в редакцию 02.09.2020
УДК 621.311.001.57

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_64

В.Г. Гольдштейн, Л.М. Инаходова, А.А. Казанцев

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИННОВАЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЙ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НЕФТЕГАЗОДОБЫВАЮЩИХ КОМПАНИЙ

Самарский государственный технический университет
Самара, Россия

В современных условиях потери электроэнергии и мощности можно снизить применением в конструкциях силовых трансформаторов следующих инновационных решений: использование эффекта сверхпроводимости низко- и высокотемпературной, внедрение новых эффективных способов формирования основного магнитного потока с помощью аморфных ферромагнитных материалов и применение комбинированных конструкций силовых трансформаторов, сочетающих в себе перечисленные выше решения. В работе было выполнено моделирование участка сети нефтегазового месторождения с заменой существующих масляных трансформаторов было проведено в ПК *RastrWin3*. Была оценена эффективность применения инновационных трансформаторов по сравнению с масляными. Были построены графики зависимости коэффициента полезного действия от коэффициента загрузки (k_z) для различных видов трансформаторов. Результаты моделирования показали, что энергоэффективность инновационных трансформаторов значительно выше, чем у трансформаторов с традиционным исполнением магнитопровода.

Ключевые слова: аморфные магнитные материалы, высокотемпературные сверхпроводниковые материалы, потери, трансформатор, энергосбережение, энергоэффективность.

1. Введение

В современных условиях с общим технологическим развитием промышленной отрасли наблюдается повышение общего объема и разветвленности энергопотребления в электрических сетях. При этом растет и уровень требований, предъявляемых к надежности бесперебойного питания и к качеству электроэнергии. Самым эффективным способом решения указанных проблем является разработка и внедрение инновационных конструкций различного электрооборудования [1-2].

Для распределительных подстанций сетей электроснабжения одним из таких решений может стать применение силовых распределительных трансформаторов, при изготовлении обмоток которых используется материал, обладающий свойством высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСТ) при определенной температуре, а при изготовлении магнитопроводов – аморфный ферритмагнитный материал (АСТ). Эти две технологии можно применять в силовом трансформаторе совместно и по отдельности, добиваясь при этом разных технических и экономических результатов [3-4]. Внедрение этих технических решений особенно актуально для трансформаторов, используемых в сильно нагруженных и ответственных системах электроснабжения объектов нефтегазодобывающей отрасли [5].

В настоящее время подобные конструкции силовых распределительных трансформаторов, которые несут в себе инновационные решения, в существующих электрических распределительных сетях не применяются. Эта ситуация вызвана отсутствием у участников отечественной электротехнической промышленности на современном этапе возможности выпуска подобного электрооборудования, а у зарубежных – по многим причинам широкий выпуск не освоен. Также существует проблема дефицита точной информации о проектировании, разработке и эксплуатации систем электроснабжения с инновационным электрооборудованием [6].

В соответствии с обозначенными вопросами, цель и направление данной работы были определены как решение вопросов расчета, разработки и проектирования распределительных электрических сетей, содержащих силовые трансформаторы с инновационной конструкцией. Это задача расчета технических характеристик и параметров силовых трансформаторов, которые только начинают осваиваться отечественной электротехнической промышленностью. При этом значения этих параметров нужны сегодня для разработки современных распределительных электрических сетей.

При выполнении расчета технических параметров инновационных конструкций силовых трансформаторов было принято решение об использовании метода экспертных оценок [7]. Использование именно этого метода в рамках текущей работы было обусловлено отсутствием заводских паспортных характеристик рассматриваемого электрооборудования. Такой подход упрощает процедуру поиска решений, связанных с разработкой, расчетом и проектированием систем электроснабжения, содержащих в себе инновационные конструкции электрооборудования. Следует отметить, что в дальнейшем возникает необходимость определения характеристик рабочих электрических режимов проектируемой электрической распределительной сети с силовыми трансформаторами, которые в ограниченном количестве изготавливаются на зарубежных предприятиях и не выпускаются в нашей стране [8-9].

При определенных условиях технические характеристики можно спрогнозировать [10]:

- применением метода экспертных оценок;
- основываясь на анализе и исследовании параметров физических процессов рассматриваемого устройства;
- по результатам сравнения аналогичных характеристик с существующими устройствами;
- исходя из результатов работы опытных и прототипных отечественных изделий;
- на основе результатов работы изделий зарубежных производителей, уже освоивших выпуск подобных технических решений.

Исходя из физических свойств инновационных материалов, применяющихся при изготовлении трансформаторов с новой конструкцией, можно выделить их преимущества по сравнению с известными решениями, получившими широкое применение:

- в силовых распределительных трансформаторах с сердечником из аморфного ферромагнитного материала происходит снижение (в несколько раз) активных потерь холостого хода;
- в силовых распределительных трансформаторах, обмотки которых выполнены с применением материала с ВТСП наблюдается сильное, многократное уменьшение продольного активного и реактивного сопротивления.

Значения параметров распределительных силовых трансформаторов 100 и 2000 кВА на номинальное напряжение 35/0,4 кВ, изучаемых в ходе работы, сведены в табл. 1 в следующих видах: с традиционным магнитопроводом (ТСТ); с аморфным магнитопроводом (АСТ); с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками (ВТСТ); совмещенный вариант (АВТСТ).

Задачей исследования является прогнозирование параметров силовых трансформаторов с конструкцией инновационного типа для оценки эффективности внедрения оборудования подобного типа.

II. Материалы и методы

Для участка распределительной электрической сети выбранного нефтегазового месторождения с номинальным напряжением 35 кВ, представленного на рис. 1, был выполнен процесс моделирования работы трансформаторов с магнитопроводом из аморфного сплава (АСТ), с высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками (ВТСТ); совмещенный вариант с магнитопроводом из аморфного сплава и высокотемпературными сверхпроводниковыми обмотками (АВТСТ). Расчеты потерь выполнялись в ПК *RastrWin3*. Анализировались продольные и поперечные

потери активной мощности в СТ на объектах.

Таблица 1.

КПД трансформаторов при определенных значениях коэффициента загрузки

Тип	$\Delta U_{кз}, \%$	$I_{кх}, \%$	$\Delta P_{кз}, \text{Вт}$	$\Delta P_{кх}, \text{Вт}$
ТСТ-100-35/0,4	6,5	2,5	1470,0	240,0
АСТ-100-35/0,4	6,5	0,3	1470,0	67,2
ВТСТ-100-35/0,4	2,5	2,5	471,2	240,0
АВТСТ-100-35/0,4	2,5	0,3	471,2	67,2
ТСТ-2000-35/0,4	7,5	1,0	23500,0	3900,0
АСТ-2000-35/0,4	7,5	0,1	23500,0	794,3
ВТСТ-2000-35/0,4	2,9	1,0	9514,2	3900,0
АВТСТ-2000-35/0,4	2,9	0,1	9514,2	794,3

К объектам проектирования относятся следующие:

- КТПН 35/0,4 ГП;
- КТПН 35/0,4 Гр.2;
- КТПН 35/0,4 Гр.3.

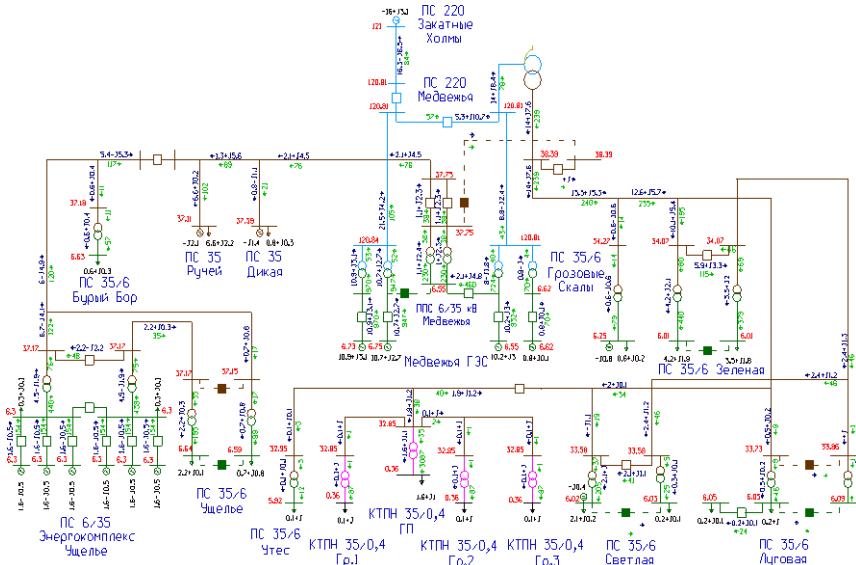


Рис. 1. Участок схемы сети нефтяного месторождения в программном комплексе *RastrWin3*

III. Результаты исследования

На диаграмме рис. 2. представлены величины потерь активной мощности для силовых распределительных трансформаторов, полученных в ходе работы. При моделировании, уровень загрузки силовых распределительных трансформаторов на участке принималась в соответствии с перспективным профилем дизайна добычи нефти месторождения.

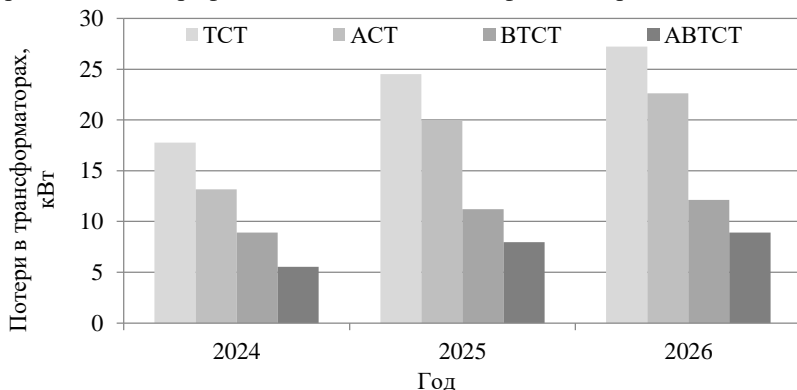


Рис. 2. Результаты расчетов потерь мощности в трансформаторах при использовании их различных видов

Далее были построены графики зависимости коэффициента полезного действия (КПД) от коэффициента загрузки (k_3) для ТСТ-100/35 и АСТ, ВТСТ, АВТСТ трансформаторов с такими же параметрами. Полученные результаты отражены в табл. 2 и представлены на рис. 3.

Таблица 2.
Максимальные значения КПД трансформаторов при соответствующих значениях k_3

Тип трансформатора	100 кВА		2000 кВА	
	η , о.е.	k_3	η , о.е.	k_3
ТСТ	0,9768	0,4	0,9904	0,4
АСТ	0,9876	0,2	0,9956	0,15
ВТСТ	0,9867	0,75	0,9939	0,7
АВТСТ	0,9929	0,4	0,9972	0,35

IV. Обсуждение результатов

Из представленных результатов можно сделать вывод о том, что коэффициент полезного действия силовых распределительных трансформаторов с современным типом конструкции значительно выше, чем у транс-

форматоров с традиционного типа. Потери активной мощности снизились относительно масляных трансформаторов на 17 % для АСТ, на 55 % для ВТСТ и 67 % для АТСТ трансформаторов.

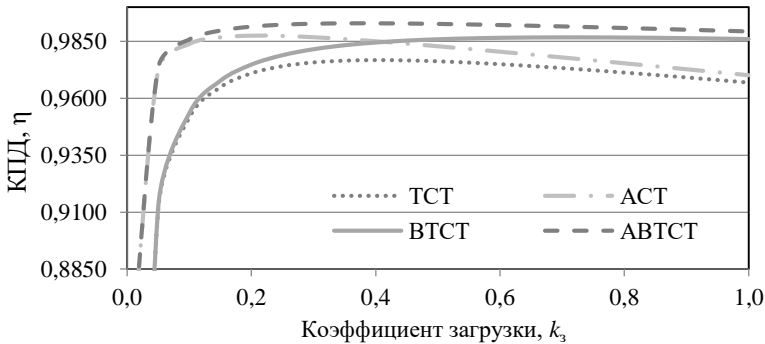


Рис. 3. Графики зависимости КПД от k_3 для различных видов трансформаторов класса напряжения 35/0,4 кВ мощность 100 кВА

Основываясь на представленных графиках, можно сделать вывод о том, что у трансформаторов с магнитопроводом из аморфного ферритмагнитного материала и трансформаторов с традиционной конструкцией по мере увеличения k_3 наблюдается более активное снижение КПД, нежели у трансформаторов, в обмотках которых используется материал, обладающий высокотемпературной сверхпроводимостью ввиду больших потерь КЗ. Но у трансформаторов с аморфным магнитопроводом наибольший КПД достигается при меньшем коэффициенте загрузки по сравнению с традиционным масляным трансформатором.

У ВТСТ трансформатора КПД соответствует большему коэффициенту загрузки по сравнению с другими. Графически полученные данные коэффициентов загрузки, соответствующие максимальному значению КПД, подтверждаются расчетами:

$$k_{3\max} = \sqrt{\frac{\Delta P_{xx}}{\Delta P_{K3}}}. \quad (1)$$

V. Выводы

Проведенные расчеты позволяют сделать вывод о том, что внедрение энергоэффективного электрооборудования за счет снижения сопротивления элементов схемы замещения силовых трансформаторов приводит к снижению величины падений напряжения на шинах потребителя, что при некоторых граничных условиях позволяет отказаться от дополнительной установки средств компенсации реактивной мощности.

Применение современного силового трансформаторного оборудования в распределительных сетях является одним из наиболее эффективных способов снижения активных потерь и развития отечественной промышленности.

© Гольдштейн В.Г., 2020

© Инаходова Л.М., 2020

© Казанцев А.А., 2020

Библиографический список

- [1] Савинцев Ю.М. Анализ состояния производства в РФ силовых масляных трансформаторов I-III габаритов // *Электрооборудование: эксплуатация и ремонт*. 2012. № 1. С. 43-53.
- [2] Александров Н.В. Исследование влияния сверхпроводниковых трансформаторов на режимы электроэнергетических систем. Автореферат дис. канд. техн. наук, НГТУ, Новосибирск. 2014.
- [3] Dai S., Ma T., Qiu Q., Zhu Z., Teng Y., Hu L. Development of a 1250-kVA superconducting transformer and its demonstration at the superconducting substation // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2016. Vol. 26. №. 1. P. 1-7.
- [4] Laphorn A.C., Chew I., Enright W.G., Bodger P.S. HTS transformer: Construction details, test results, and noted failure mechanisms // *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2011. Vol. 26. №. 1. P. 394-399.
- [5] Кузнецов Д.В., Гольдштейн В.Г. Совершенствование концепции и методов организации энергоснабжения мегаполисов. *Промышленная энергетика*. 2014. № 2. С. 7-12.
- [6] Манусов В.З., Александров Н.В. Ограничение токов короткого замыкания с помощью трансформаторов с высокотемпературными сверхпроводящими обмотками // *Известия Томского политехнического университета*. 2013. Т. 323. № 4. С. 100-105.
- [7] Berger A., Cherevatskiy S., Noe M., Leibfried T. Comparison of the efficiency of superconducting and conventional transformers // *Journal of Physics: Conference Series*. 2010. 234. P. 1-8.
- [8] Гольдштейн В.Г., Инаходова Л.М., Казанцев А.А. О проблемах энергосбережения и повышения энергоэффективности при применении современных силовых трансформаторов // *Известия Высших Учебных Заведений. Электромеханика*. 2014. № 5. С. 107-111.
- [9] Гольдштейн В.Г., Инаходова Л.М., Казанцев А.А., Молочников Е.А. Анализ эксплуатационных свойств трансформаторов с сердечниками из аморфных материалов и защита их с помощью нелинейных ограничителей перенапряжений // *Вестник СамГТУ. Серия «Техн. науки»*. 2013. № 4 (40). С. 149-157.
- [10] Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Колчанова И.П., Полтавец В.Н. Зарубежные и российские разработки в области создания сверхпроводниковых электрических машин и устройств // *Известия Российской Академии Наук. Энергетика*. 2012. № 6. С. 3-26.

V.G. Goldstein, L.M. Inakhodova, A.A. Kazantzev

**RESEARCH OF ELECTRIC MODES
WHEN USING INNOVATIVE DESIGNS
OF POWER TRANSFORMERS IN POWER SUPPLY
SYSTEMS OF OIL AND GAS COMPANIES**

Samara State Technical University
Samara, Russia

Abstract. In modern conditions, power and power losses can be reduced by using the following innovative solutions in power transformer designs: using the effect of low - and high-temperature superconductivity, introducing new effective methods for forming the main magnetic flux using amorphous ferromagnetic materials, and using combined power transformer designs that combine the solutions listed above. In this work, the simulation of a section of the oil and gas field network with the replacement of existing oil transformers was performed in the RastrWin3 PC. The efficiency of using innovative transformers in comparison with oil-based ones was evaluated. Graphs of the dependence of the efficiency coefficient on the load factor for various types of transformers were constructed. The simulation results showed that the energy efficiency of innovative transformers is significantly higher than that of transformers with a traditional magnetic circuit design.

Keywords: amorphous magnetic materials, energy efficiency, energy saving, high-temperature superconducting materials, losses, transformer.

References

- [1] Yu.M. Savintsev, “Analiz sostoyaniya proizvodstva v RF silovyh maslyanyh transformatorov I-III gabaritov [Analysis of the state of production in the Russian Federation of power oil ST I-III dimensions]”, *Elektrooborudovanie: Eksploatatsiya i Remont [Electrical equipment: operation and repair]*, no. 1, pp. 43-53, 2012 (in Russian).
- [2] N.V. Aleksandrov, “Issledovanie vliyaniya sverhprovodnikovykh transformatorov na rezhimy elektroenergeticheskikh sistem [Investigation of the influence of superconducting transformers on the modes of electric power systems]”. Cand. of Tech. S. thesis, NSTU, Novosibirsk, Russia, 2014 (in Russian).
- [3] S. Dai, T. Ma, Q. Qiu, Z. Zhu, Y. Teng and L. Hu, “Development of a 1250-kVA superconducting transformer and its demonstration at the superconducting substation”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 1, pp. 1-7, Jan. 2016.
- [4] A.C. Laphorn, I. Chew, W.G. Enright and P.S. Bodger, “HTS transformer: Construction details, test results, and noted failure mechanisms”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 394-399, Jan. 2011.

- [5] D.V. Kuznetsov and V.G. Goldstein, “Sovershenstvovanie koncepcii i metodov organizacii energosnabzheniya megapolisov [Improving the concept and methods of organizing power supply to megacities]”, *Industrial Power Engineering*, no. 2, pp. 7-12, 2014 (in Russian).
- [6] V.Z. Manusov and N.V. Aleksandrov, “Current limitation by transformers with high temperature superconducting windings”, *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, vol. 323, no. 4, pp. 100-105, 2013 (in Russian).
- [7] A. Berger, S. Cherevatskiy, M. Noe and T. Leibfried, “Comparison of the efficiency of superconducting and conventional transformers”, *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 234, pp. 1-8, 2010.
- [8] V.G. Goldshtein, L.M. Inahodova and A.A. Kazantzev, “Problems of saving and improving energy efficiency in applying modern power transformers”, *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika (Russian Electromechanics. Universities’ News)*, no. 5, pp. 107-111, 2014.
- [9] V.G. Goldstein, L.M. Inahodova, A.A. Kazantzev and E.A. Molochnikov, “Performance analysis of properties of power transformers with a core of amorphous materials and protection them using surge arresters”, *Vestnik of Samara State Technical University. Technical Sciences Series*, no. 4 (40), pp. 149-157, 2013.
- [10] L.K. Kovalev, K.L. Kovalev, I.P. Kolchanova and V.N. Poltavets, “Zarubezhnye i rossijskie razrabotki v oblasti sozdaniya sverhprovodnikovyh elektricheskikh mashin i ustrojstv [Foreign and Russian developments in the field of superconducting electrical machines and devices]”, *Proceedings of the Russian Academy of Sciences. Power Engineering*, no. 6, pp. 3-26, 2012 (in Russian).

Поступила в редакцию 17.09.2020
УДК 621.311.153.001.24

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_73

Д.Ю. Платонов, Н.Д. Голубева, В.П. Степанов

ПОГРЕШНОСТЬ В РАСЧЕТАХ ПОТЕРЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ ПИТАЮЩИХ КРАНЫ РЕЧНЫХ ПОРТОВ

Самарский государственный технический университет
Самара, Россия

Приводится количественная оценка погрешности в определении технических потерь электроэнергии в системах электроснабжения речных портов. Учет случайных и резкопеременных изменений ординат исходных графиков электрической нагрузки кранов на ступенчатых графиках электрической нагрузки осуществляется за счет дополнительной информации: вида и параметров корреляционной функции индивидуальных графиков электрической нагрузки порталных кранов. Для восстановления коэффициентов формы, характеризующих неравномерность исходных графиков электрической нагрузки на ступеньках, используется метод вероятностного моделирования. Метод позволяет определить дополнительную неравномерность на ступеньках, вызванную резкопеременными изменениями ординат исходных графиков электрической нагрузки. Вид и параметры корреляционной функции исходных графиков электрической нагрузки кранов получены экспериментально в системах электроснабжения речных портов. Эксперименты охватывают погрузочные порталные краны грузоподъемностью от 1,5 до 30 т при работе с навалочными, штучными и лесными грузами. Показано, что при предельном диапазоне изменения коэффициента формы ступенчатого графика электрической нагрузки от 1,15 до 1,2, область восстановленных коэффициентов формы исходных графиков находится в границах: нижняя – от 1,21 до 1,28, а верхняя от 1,48 до 1,63. Дополнительное увеличение технических потерь электроэнергии находится в диапазоне от 10 до 46 %.

Ключевые слова: график электрической нагрузки, корреляционная функция графика, коэффициент колебательности, коэффициент формы, порталный кран, технические потери электрической энергии, ступенчатый график нагрузки.

I. Введение

Статья посвящена вопросу снижения потерь электроэнергии (ЭЭ) в системах электроснабжения (СЭС) речного порта за счет использования дополнительной информации о графиках электрической нагрузки (ГЭН). Необходимость таких исследований объясняется тем, что технические потери ЭЭ не могут быть измерены, а только рассчитаны.

Впервые уточнение технических потерь электроэнергии в промышленных электрических сетях, питающих общепромышленные электроприемники, было приведено в [1], с вероятностной моделью графика электрической нагрузки в виде экспоненциальной корреляционной функции. В силу специфики производственной деятельности портовых порталы обладают рядом особенностей по сравнению с общепромышленными электроприемниками. Их необходимо относить к специальным промышленным установкам, режим работы которых характеризуется резкопеременным ГЭН с коэффициентом формы $K_f > 1,1$ [2]. В СЭС речного порта порталы являются не только основными потребителями ЭЭ, занимающими около 80 % от суммарной установленной мощности портового оборудования, а также являются наиболее мощными электроприемниками с номинальной мощностью от 30 до 200 кВт и напряжением питания 0,38 кВ [3].

Исследование влияния вида и параметров корреляционной функции, описывающей ГЭН портального крана, позволит усовершенствовать метод определения расчетных потерь электроэнергии в системах электроснабжения.

II. Предлагаемый подход

В условиях эксплуатации СЭС порта при отсутствии информационно-измерительных систем учета и контроля электроэнергии для оценки технических потерь активной электроэнергии используются ступенчатые ГЭН. Таким образом, причинами возникновения дополнительных технических потерь ЭЭ является подмена исходных ГЭН преобразованными, ступенчатыми ГЭН, а также пренебрежение на ступеньках преобразованного, ступенчатого ГЭН случайным и резкопеременным характером изменения ординат исходных графиков электрической нагрузки порталных кранов. Исследования, посвященные влиянию дополнительной информации на оценку технических потерь электроэнергии, проводились в [4-7]. Питание порталных кранов выполняется при помощи специальных электрических колонок и представляет собой отдельный участок сети, для которого необходимо производить отдельные расчеты потерь ЭЭ так же, как на участках с повышенными расчетными потерями ЭЭ [4].

Рассмотрим известное выражение о величине расчетных потерь активной электроэнергии:

$$\Delta W_{\text{ал}} = 3 \cdot I_s^2 \cdot R \cdot T_p = 3 \cdot I_c^2 \cdot K_f^2 \cdot R \cdot T_p, \quad (1)$$

где I_s – эффективная нагрузка; I_c – средняя нагрузка; R – активное сопротивление электрической сети; T_p – расчетное время, за которое определяются технические потери ЭЭ; K_f – коэффициент формы исходного ГЭН.

На практике, в первую очередь – ввиду простоты, обычно используют:

$$\Delta W_{al} = 3 \cdot I_c^2 \cdot K_{f\theta}^2 \cdot R \cdot T_p, \quad (2)$$

где $K_{f\theta}$ – коэффициента формы ступенчатого ГЭН.

Из теории электрических нагрузок известно, что коэффициент формы ступенчатого графика:

$$K_{f\theta}^2 = 1 + \frac{DI_\theta}{I_c^2}, \quad (3)$$

где DI_θ – дисперсия ступенчатого ГЭН

Для оценки технических потерь ЭЭ в электрических сетях целесообразно использовать выражение, сформированное профессором Г.М. Каяловым [2], получаемое путем подстановки (3) в (2) и показывающее, что потери активной ЭЭ можно представить в виде двух составляющих:

$$\Delta W_{al} = \Delta W_c + \Delta W_{Dl\theta} = 3 \cdot I_c^2 \cdot R \cdot T_p + 3 \cdot DI_\theta \cdot R \cdot T_p, \quad (4)$$

где ΔW_c и $\Delta W_{Dl\theta}$ составляющие технических потерь ЭЭ, обусловленные средней и дисперсионной нагрузкой ступенчатого ГЭН.

Согласно общей теории нагрузок, коэффициент формы исходного ГЭН K_f , есть отношение эффективной нагрузки к средней:

$$K_f = \frac{I_s}{I_c}. \quad (5)$$

$$K_f^2 = 1 + \frac{DI}{I_c^2}. \quad (6)$$

Выражения (3) и (6) статистически эквивалентны, их принципиальной разницей является отличие в дисперсиях исходного и ступенчатого графиков. Для оценки погрешности в определении технических потерь ЭЭ, уместно воспользоваться полученным в [8] вероятностной моделью ГЭН портального крана, представленной в виде случайного стационарного марковского процесса с корреляционной функцией (КФ) вида [7]:

$$K(\tau) = DI \cdot e^{-\alpha|\tau|} \cdot \left(\cos \omega\tau - \frac{1}{k_\omega} \cdot \sin \omega\tau_p \right). \quad (7)$$

где α – коэффициент затухания и ω – собственная частота колебания.

Согласно [8], для кранов при работе с навалочным грузом значения

коэффициента затухания α находятся в диапазоне от 0,023 до 0,028 с^{-1} , в то время как собственная частота колебаний ω принимает устойчивое значение 0,083 с^{-1} . Использование параметров α и ω позволяют воспользоваться впервые полученным коэффициентом колебательности k_ω для порталных кранов:

$$k_\omega = \frac{\omega}{\alpha}. \quad (8)$$

Результаты расчетов по (8) показывают, что коэффициент колебательности k_ω при работе порталных кранов с навалочным грузом, принимает достаточно устойчивое значение и изменяется в диапазоне от 3,2 до 3,6 [7].

Для определения погрешности требуется воспользоваться количественной оценкой вероятностной взаимосвязи между ординатами ГЭН, которым выступает промежуток времени, называемый временем корреляции T_k . Постоянная времени корреляции T_k определяется при помощи извлечения из-под интеграла корреляционной функции:

$$T_k = \int_0^\infty |k(\tau)| d\tau. \quad (9)$$

Подставив (6) в (8), получим аналитическое выражение для времени корреляции T_k , соответствующее корреляционной функции вида (7):

$$T_k = \frac{2 \cdot e^{-\frac{\pi}{k_\omega} \arccos \frac{k_\omega}{\sqrt{1+k_\omega^2}}}}{\alpha \cdot \sqrt{1+k_\omega^2} \cdot \left[1 - e^{-\frac{\pi}{k_\omega}} \right]}. \quad (10)$$

Результаты расчетов с использованием (10) показывают, что время корреляции T_k при работе с навалочными грузами находится в диапазоне от 38 до 78 минут. Из [7], [9] следует, что значения времени корреляции, согласно экспериментальным исследованиям находиться в диапазоне от 0,1 до 90 мин.

Для оценки неравномерности ступенчатого ГЭН $I_\theta(t)$ воспользуемся выражением [9]:

$$DI_\theta = \frac{2}{\theta^2} \cdot \int_0^\theta d\tau \int_0^\tau K(\tau) d\tau. \quad (11)$$

Подставив (7) в (11) и раскрыв интегралы, получим дисперсию нагрузки порталного крана [10]:

$$DI_0 = \frac{2 \cdot DI}{m^2 \cdot (1 + k_\omega^2)} \cdot (1 - e^{-m} \cdot \cos(k_\omega \cdot m) - \frac{1}{k_\omega} \cdot e^{-m} \cdot \sin(k_\omega \cdot m)), \quad (12)$$

где $m = \alpha \cdot \theta = \theta / T_k$ – относительное значение длительности ступеньки θ , ступенчатого ГЭН $P_0(t)$ в долях постоянной времени корреляции T_k .

Особенностью (12) является связь между дисперсией ступенчатого и исходного ГЭН. Так, выполнив подстановку (12) в (3), получим аналитическое выражение для восстановленных K_f исходного ГЭН, представляющее научную новизну работы:

$$K_f = \sqrt{1 + \frac{m^2 \cdot (K_{f\theta}^2 - 1) \cdot (1 + k_\omega^2)}{2 \left[1 - e^{-m} \cdot \cos(k_\omega \cdot m) - \frac{1}{k_\omega} \cdot e^{-m} \cdot \sin(k_\omega \cdot m) \right]}}. \quad (13)$$

III. Результаты расчетов

Результаты расчетов по (13), для восстановленных K_f исходного ГЭН порталных кранов, грузоподъемностью от 1,5 до 30 т при работе с навалочным грузом представлены на рис 1.

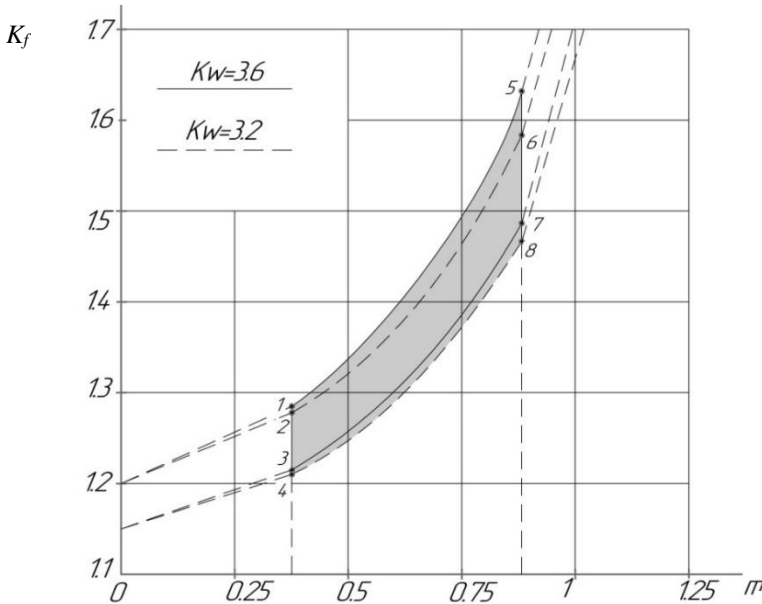


Рис. 1. Область изменения коэффициента формы исходного ГЭ m от параметра m и коэффициента формы ступенчатого ГЭН $K_{f\theta}$

Согласно рис. 1, учет вида и параметров КФ, приводит к увеличению коэффициенты формы исходного ГЭН K_f на величину $\delta K_f = 0,06 \div 0,31$ для нижней границы 4-8 и на величину $\delta K_f = 0,09 \div 0,43$ по [9]:

$$\delta K_{f\theta} = K_f - K_{f\theta} . \quad (14)$$

Из рис. 1 также следует, что при нагрузке $m = 0$ коэффициенты формы исходных K_f и ступенчатых $K_{f\theta}$ графиков, согласно правилу Лопиталя, равны между собой: $K_f = K_{f\theta} = 1,15$ и $K_f = K_{f\theta} = 1,2$.

Погрешность в оценке технических потерь энергии определяется:

$$\delta(\Delta W_{al}) = \frac{\Delta W_{Dl} - \Delta W_{Dl_0}}{\Delta W_{Dl}} = \frac{K_f^2 - K_{f\theta}^2}{K_f^2} . \quad (15)$$

Согласно (15), дисперсионная составляющая расчетных потерь электроэнергии ΔW_{Dl_0} по ступенчатым графикам всегда меньше дисперсионной составляющей ΔW_{Dl} по исходному графику согласно [6].

Результаты расчетов по (14) и (15) приведены на рис. 2 и показывают кривые изменения дополнительных технических потерь ЭЭ, по экспериментальным данным, полученным из рис. 1.

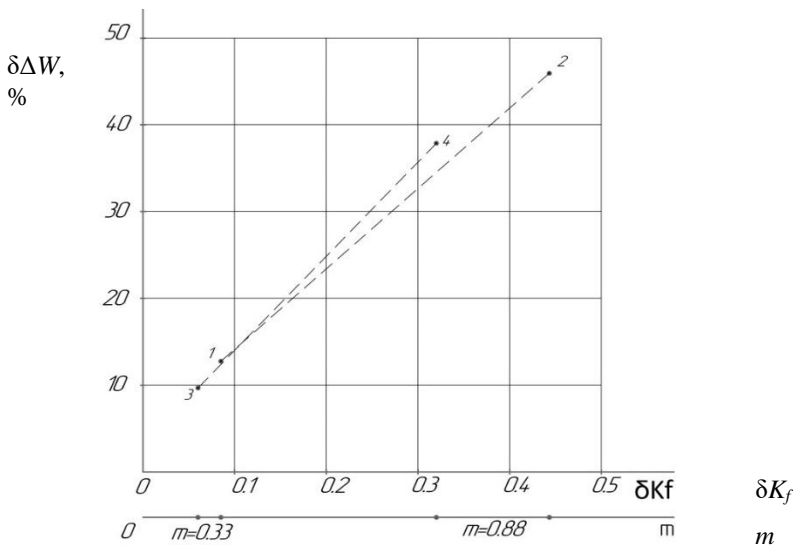


Рис. 2. Погрешность в определении технических потерь ЭЭ от увеличения коэффициента формы δK_f исходного графика

Кривая 1-2 соответствует верхней границе области, проиллюстрированной на рис. 1, а кривая 3-4 – нижней границе.

Из рис. 2 следует, что при отсутствии специальных приборов учета ЭЭ, а также длительности интервала осреднения $\theta = 30$ мин, погрешность в определении технических потерь для порталных кранов грузоподъемностью от 1.5 до 30 т находится в диапазоне от 10 до 46 % [11].

IV. Выводы

Причиной возникновения дополнительных технических потерь ЭЭ в СЭС речных портов является использование для порталных кранов ступенчатых ГЭН вместо исходных. Расчеты свидетельствуют, что учет случайных и резкопеременных изменений ординат исходных ГЭН порталных кранов на ступеньках, приводит к дополнительному увеличению технических потерь ЭЭ в СЭС речных портов от 10 % до 46 % при работе порталных кранов с навалочным грузом.

© Платонов Д.Ю., 2020

© Голубева Н.Д., 2020

© Степанов В.П., 2020

Библиографический список

- [1] Гордеев В.И. Регулирование максимума нагрузки промышленных электрических сетей. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 184 с.
- [2] Каялов Г.М. Определение потерь энергии в электрических сетях по средним значениям нагрузок в ее узлах // Электричество. 1976. № 6. С. 19-26.
- [3] Кирпичников Л.А., Хариф М.И. Энергоснабжение и электросети порта. 2-е изд. М.: Транспорт, 1975. – 192 с.
- [4] Надтока И.И., Семенова О.Г. Расчеты потерь электроэнергии в сетях 6, 10 кВ с учетом неравномерности и коррелированности нагрузки узлов // Известия Высших Учебных Заведений. Северо-Кавказский Регион. Технические Науки. 2006. № 15. С. 136-138.
- [5] Надтока И.И., Сколпина О.Г. Методика учета формы графиков нагрузки при расчётах потерь электроэнергии в сетях 6 - 10 кВ // Известия Высших Учебных Заведений. Северо-Кавказский Регион. Технические Науки. 2014. № 6 (181). С. 32-35.
- [6] Степанов В.П., Безменова Н.В., Зубарева К.С. Дополнительные потери электроэнергии в электрических сетях, питающих электродуговые сталеплавильные печи // IV Всерос. науч.-практ. конф. с межд. уч. «Актуальные проблемы энергетики», Декабрь 21, 2018, Нижний Новгород, Россия. С. 295-300.
- [7] Аверьянова К.С., Безменова Н.В., Гудков А.В., Кротков Е.А., Соляков О.В., Степанов В.П. Оценка расчетных потерь электроэнергии в электрических сетях, питающих специальные промышленные установки // Электро. Электротехника, Электроэнергетика, Электротехническая промышленность. 2015. № 3. С. 34-37.

- [8] Шошмин В.А. Исследование особенностей электрических нагрузок и разработка методов их расчета для порталных кранов речных портов: автореф. дис. канд. техн. наук, Ленинградский институт водного транспорта. Ленинград, 1974. – 31 с.
- [9] Волобринский С.Д., Каялов Г.М., Клейн П.Н., Мешель Б.С. Электрические нагрузки промышленных предприятий. Л.: Энергия, 1971. – 264 с.
- [10] Баламетов А.Б., Мамедов С.Г., Алиев Х.Т., Халилов Э.Д. Оценка погрешностей расчета коэффициента формы графиков нагрузки на основе их имитационного моделирования // *Электричество*. 2011. № 8. С. 15-22.
- [11] Platonov D., Stepanov V., Golubeva N. The influence of the probabilistic nature of the graphs of the electrical load of river port cranes on the additional calculated power losses // 2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS), Ufa, Russia, 2019. P. 1-4.

D.Y. Platonov, N.D. Golubeva, V.P. Stepanov

ERROR IN CALCULATION OF ELECTRICITY LOSSES IN ELECTRICAL NETWORKS OF RIVER PORT CRANES

Samara State Technical University
Samara, Russia

Abstract. A quantitative assessment of the impact of additional information on the characteristics of individual graphs of the electric load of cranes on the technical losses of electricity in the power supply systems of river ports is given. Therefore, the electric loads of cranes are crucial for the mode of electricity consumption in the power supply systems of river ports. During the operation of power supply systems for river ports, technical losses of electricity are determined by step-by-step graphs of the electrical load. Step-by-step averaging conceals the sharply variable nature of the initial graphs of the electric load of portal cranes and triggers the mechanism of additional error in the estimation of technical losses of electricity. Accounting for random and abrupt changes in the ordinates of the initial graphs of the electric load of cranes on step graphs of the electric load is carried out by additional information: the type and parameters of the correlation function of individual graphs of the electric load of portal cranes. Here, the correlation function acts as a characteristic of the relationship between abrupt changes in the ordinates of the original graphs, reflecting the technological process of processing all types of cargo. Therefore, the probabilistic model of the initial graphs of the electric load of portal cranes is represented as a random, stationary process with an exponential-cosine-sine correlation function. To restore the shape coefficients that characterize the unevenness of the initial graphs of the electric load on the steps, the method of probabilistic modeling is used. The method allows us to determine additional unevenness on the steps caused by abrupt changes in the ordinates of the original electric load graphs. The type and parameters of the correlation function of the initial graphs of the electric load of cranes were obtained experimentally in the power supply systems of river ports. The

experiments cover loading gantry cranes with a load capacity from 1.5 to 30 tons when working with bulk, piece and timber loads. It is shown that at extreme range of variation of shape coefficients of the step-by-step graph of the electric loading from 1.15 to 1.2, the area of the restored shape coefficients of the initial graphs is in the range: the bottom from 1.21 to 1.28, and the upper from 1.48 to 1.63. An additional increase of technical losses is in the range from 10 to 46 %.

Keywords: coefficient of oscillation, correlation function of the graph, electric load graph, portal crane, shape coefficients, step-by-step graph, technical losses of energy.

References

- [1] V. Gordeev, *Regulirovanie maksimuma nagruzki promyshlennykh elektricheskikh setey [Regulation of maximum load of industrial electrical networks]*. Moscow: Energoatomizdat, 1986 (in Russian).
- [2] G.M. Kayalov, "Opredelenie poter' energii v elektricheskikh setyakh po srednem znacheniyam nagruzok v ee uzlah [Determination of energy losses in electric networks by the average values of loads in its nodes]", *Elektrichestvo*, no. 6, pp. 19-26, 1976 (in Russian).
- [3] L.A. Kirpichnikov and M.I. Kharif, *Energosnabzhenie i elektroseti porta [Power supply and power grids of the port]*. 2nd ed. Moscow: Transport, 1975 (in Russian).
- [4] I.I. Nadtoka and O.G. Semenova, "Raschety poter' energii v elektricheskikh setyakh 6, 10 kV s uchetom neravnomernosti i korrelirovannosti nagruzki uzlov [Calculations of electricity losses in 6, 10 kV networks, taking into account the unevenness and correlation of the load of nodes]", *University News. North-Caucasian Region. Technical Sciences Series*, no 15, pp. 136-138, 2006 (in Russian).
- [5] I.I. Nadtoka and O.G. Skolpina, "Method of accounting for load curve when calculating losses in networks 6 - 10 kV", *University News. North-Caucasian Region. Technical Sciences Series*, no. 6, pp. 32-35, 2014.
- [6] V.P. Stepanov, N.V. Bezmenova and K.S. Zubareva, "Dopolnitel'nye poteri elektroenergii v elektricheskikh setyakh, pitayushchih elektrodugovoye staleplavil'nye pechi [Additional power losses in electric networks supplying electric arc steel furnaces]", in. proc. *All-Russian Conf. Aktual'nye problemy energetiki [Actual problems of electric power industry]*, Dec. 21, 2018, Nizhny Novgorod, Russia, pp. 295-300 (in Russian).
- [7] K.S. Aver'yanova, N.V. Bezmenova, A.V. Gudkov, E.A. Krotkov, O.V. Solyakov and V.P. Stepanov, "Ocenka raschetnykh poter' elektroenergii v elektricheskikh setyakh, pitayushchih special'nye promyshlennye ustanovki [Estimation of the calculated losses of electric power in the power supply networks of special industrial plants]", *Electrical engineering, electric power, electrical industry [Elektro. Elektrotehnika, Elektroenergetika, Elektrotekhnicheskaya promyshlennost']*, no. 3, pp. 34-37, 2015 (in Russian).
- [8] V.A. Shoshmin "Issledovanie osobennostey elektricheskikh nagruzok i razrabotka metodov ih rascheta dlya portal'nykh kranov rechnykh portov [Study of the features of electrical loads and development of methods for their calculation for gantry cranes

- of river ports]*”, Cand. of Tech. S. thesis, Leningrad Institute of Water Transport, Leningrad, Russia, 1974 (in Russian).
- [9] S.D. Volobrinский, G.M. Kayalov, P.N. Kleyn and B.S. Meshel’, *Elektricheskie nagruzki promyshlennykh predpriyatij [Electrical loads of industrial enterprises]*. Leningrad: Energy, 1971 (in Russian).
- [10] A.B. Balametov, S.G Mamedov, H.T. Aliev and E.D. Halilov, “Ocenka pogreshnostej rascheta koefficienta formy grafikov nagruzki na osnove ih imitacionnogo modelirovaniya [Estimation of errors of calculation of the coefficient of shape of load graphs on the basis of their simulation]”, *Elektrichestvo*, no. 8, pp. 15-22, 2011 (in Russian).
- [11] D. Platonov, V. Stepanov and N. Golubeva, "The influence of the probabilistic nature of the graphs of the electrical load of river port cranes on the additional calculated power losses," in proc. *2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, Ufa, Russia, 2019, pp. 1-4.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Поступила в редакцию 07.09.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_83

УДК 621.31

Д.И. Прокопишин

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ НА ОСНОВЕ КОНТРОЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Белгородский государственный технологический университет им. В.Г. Шухова
Белгород, Россия

Представлено описание работы однофазного активного фильтра, в котором управление производится на основе контроля напряжения на конденсаторе в звене постоянного тока. Управление величиной напряжения осуществляется за счет изменения амплитуды идеализированного синусоидального тока, формируемым активным фильтром. Расчет необходимой амплитуды тока реализован на базе ПИ-регулятора, параметры которого сформированы опытным путем. Разработана имитационная модель однофазного нелинейного электроприемника и активного фильтра в программе *Matlab Simulink*. В результате моделирования установлено, что суммарный коэффициент гармонических составляющих по току снизился с 76 % до 0,73 %, а время переходного процесса изменения напряжения звена постоянного тока и перерегулирование составили 0,2 с и 0,01 % соответственно.

Ключевые слова: контроль напряжение звена постоянного тока, нелинейный электроприемник, однофазный активный фильтр.

1. Введение

Активные фильтры гармоник (АФГ) широко применяются для компенсации несинусоидальности тока и реактивной мощности [1, 2]. Управление данными устройствами осуществляется на основе следующих методов [3-7]:

- 1) быстрого преобразования Фурье (БПФ);
- 2) метод $p-q$ – компенсации;
- 3) метод $d-q$;
- 4) использования цифровых рекурсивных фильтров.

Для реализации данных методов необходимо измерение тока, потребляемого нагрузкой, сетевого напряжения, а также тока самого фильтра. Кроме того, при использовании алгоритмов управления, построенных на БПФ, будет существовать задержка в расчете токов компенсации, равная периоду сетевого напряжения, а использование p - q и d - q -методов затрудняется при значительных гармонических искажениях сетевого напряжения.

В данной работе предлагается принцип управления параллельным однофазным АФГ с емкостным накопителем, построенный на основе контроля напряжения на конденсаторе звена постоянного тока. В основе принципа лежит идея о том, что если активный фильтр генерирует только компенсирующий ток высших гармоник и реактивной мощности (далее «неактивные» оставляющие), то напряжение на емкостном накопителе в фазовых точках 0 и 2π останется одинаковым.

II. Постановка цели и задач

Целью работы является анализ возможности применения принципа контроля напряжения на конденсаторе звена постоянного тока АФГ, для определения тока основной гармоники, которая должна протекать в системе. Для этого необходимо решить следующие задачи:

- произвести физическое обоснование предложенного метода;
- разработать структуру АФГ для реализации предложенного метода управления;
- разработать систему управления АФГ;
- произвести имитационное моделирование работы АФГ.

III. Физическое обоснование предлагаемого метода

Рассмотрим ток, потребляемый нелинейной нагрузкой в виде суммы мгновенных значений активного тока $i_A(t)$, реактивного тока $i_P(t)$, и тока гармонических искажений $i_H(t)$, выраженного рядом Фурье без первой гармоники:

$$\begin{aligned}
 i(t) &= i_A(t) + i_P(t) + i_H(t) = \\
 &= I_{mA} \cdot \sin(\omega t) \pm I_{mP} \cdot \cos(\omega t) + \frac{a_0}{2} + \sum_{k=2}^{\infty} (a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t)).
 \end{aligned} \tag{1}$$

Тогда энергия за один период сетевого напряжения определится согласно выражению:

$$\begin{aligned}
 W &= \int_0^T s(t) dt = \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \\
 &= \int_0^T U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_{m\Lambda} \cdot \sin(\omega t) dt \pm \int_0^T U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_{mP} \cdot \cos(\omega t) dt + \\
 &+ \int_0^T U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot \left[\frac{a_0}{2} \sum_{n=2}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)) \right] dt = W_{\Lambda} + W_P + W_{\Pi},
 \end{aligned} \quad (2)$$

Где:

$$\begin{aligned}
 W_{\Lambda} &= \int_0^T U_m \cdot I_{m\Lambda} \cdot \sin^2(\omega t) dt = \\
 &= U_m \cdot I_{m\Lambda} \cdot \left(\frac{\omega t}{2 \cdot \omega} - \frac{1}{4 \cdot \omega} \sin(2\omega t) \right) \Bigg|_0^T = U_m \cdot I_{m\Lambda} \cdot \frac{T}{2};
 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 W_P &= \pm \int_0^T U_m \cdot I_{mP} \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) dt = \pm U_m \cdot I_{mP} \cdot \frac{\sin^2(\omega t)}{2 \cdot \omega} \Bigg|_0^T = \\
 &\pm U_m \cdot I_{mP} \cdot \frac{\sin^2(\omega \cdot T)}{2 \cdot \omega} - \left(\pm U_m \cdot I_{mP} \cdot \frac{\sin^2(\omega \cdot 0)}{2 \cdot \omega} \right) = 0;
 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 W_{\Pi} &= \int_0^T U_m \cdot \frac{a_0}{2} \cdot \sin(\omega t) dt + U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \int_0^T a_n \cdot \cos(n\omega t) \cdot \sin(\omega t) dt + \\
 &+ U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \int_0^T b_n \cdot \sin(n\omega t) \cdot \sin(\omega t) dt = W_{\Pi1} + W_{\Pi2} + W_{\Pi3};
 \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
 W_{\Pi1} &= \int_0^T U_m \cdot \frac{a_0}{2} \cdot \sin(\omega t) dt = -U_m \cdot \frac{a_0}{2 \cdot \omega} \cdot \cos(\omega t) \Bigg|_0^T \\
 &= -U_m \cdot \frac{a_0}{2 \cdot \omega} \cdot 1 - \left(-U_m \cdot \frac{a_0}{2 \cdot \omega} \cdot 1 \right) = 0;
 \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 W_{\Pi2} &= U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \int_0^T a_n \cdot \cos(n\omega t) \cdot \sin(\omega t) dt = \\
 &= U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \frac{a_n}{2} \cdot \left(\frac{\cos((n+1)\omega \cdot t)}{(n+1)\omega} + \frac{\cos((1-n)\omega \cdot t)}{(1-n)\omega} \right) \Bigg|_0^T \\
 &= U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \frac{a_n}{2} \cdot \left(\frac{1}{(n+1)\omega} + \frac{1}{(1-n)\omega} \right) + U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \frac{a_n}{2} \cdot \left(\frac{1}{(n+1)\omega} + \frac{1}{(1-n)\omega} \right) = 0;
 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
 W_{\text{ИЗ}} &= U_m \cdot \sum_{k=2}^{\infty} \int_0^T b_n \cdot \sin(k\omega t) \cdot \sin(\omega t) dt = \\
 &= U_m \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \frac{b_n}{2} \cdot \left(\frac{\sin((n-1)\omega \cdot t)}{(n-1)\omega} - \frac{\sin((1+n)\omega \cdot t)}{(1+n)\omega} \right) \Bigg|_0^T = 0.
 \end{aligned} \tag{8}$$

Исходя из приведенных расчетов, электрическая энергия за период сетевого зависит только от активной составляющей тока, т.е., от синусоидальной величины, совпадающей по фазе с сетевым напряжением. Поскольку принцип работы АФГ основан на генерации «неактивной» энергии в противофазе с нагрузкой, энергия на накопителе фильтра в начале и конце периода должна оставаться той же. Если в компенсационном токе АФГ будет содержаться основная гармоника, энергия на накопителе будет изменяться. Ее возрастание говорит о том, что активный фильтр, помимо тока компенсации, потребляет ток с частотой основной гармоникой и совпадающей с фазой сетевого напряжения, а уменьшение энергии говорит о том, что ток основной гармоники находится в противофазе с сетевым напряжением.

IV. Структура АФГ

Структура силового активного фильтра представлена на рис. 1. Для реализации предложенного алгоритма для однофазного фильтра необходим один датчик тока (ДТ), устанавливаемый в питающую сеть до места подключения фильтра, и датчик напряжения (ДН), устанавливаемый в звене постоянного тока. При такой конфигурации фильтра в системе управления рассчитывается идеальный синусоидальный ток, который, должен сформировать АФГ по средствам компенсации «неактивного» тока, потребляемого нагрузкой [8, 9].

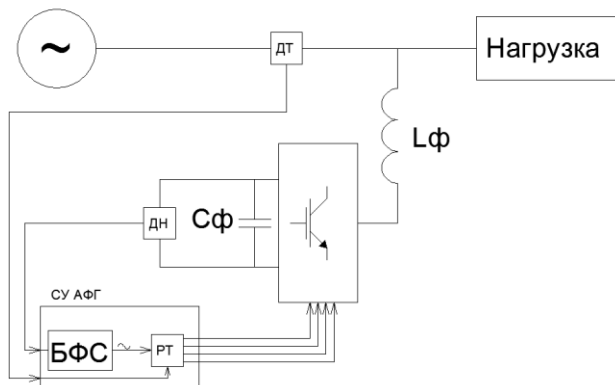


Рис. 1. Структура однофазного фильтра гармоник

V. Разработка системы управления

Расчет синусоидального тока производится в блоке БФС, структура которого представлена на рис. 2. Входным сигналом для блока является напряжение звена постоянного тока (U_c) дискретизированное по времени с частотой 50 Гц. Квадрат напряжения U_c сравнивается с квадратом задающего напряжением U_t , которое должно обеспечивать возможность генерации необходимого тока компенсации активного фильтра. Сигнал ошибки (err) поступает на блок ПИ-регулятора, на выходе которого рассчитывается значение амплитуды основной гармоники. Выходной сигнал ПИ-регулятора умножается на синусоидальный сигнал с единичной амплитудой, нулевой фазой и частотой 50 Гц.

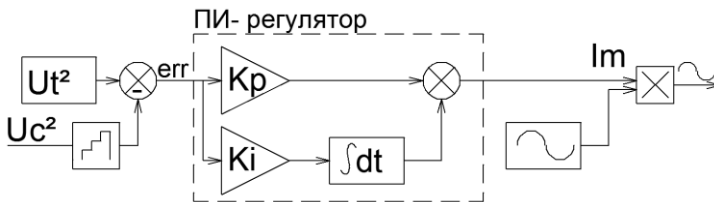


Рис. 2. Структура блок БФС

Сравнение квадратов напряжений U_c и U_t обусловлено тем, что взаимосвязь между током, потребляемым фильтром, и напряжением конденсатора имеет квадратичную зависимость:

$$u_c^2(t) = \frac{2}{C_f} \cdot \int u_s(t) \cdot i_f(t) dt, \quad (9)$$

где C_f – емкость конденсатора; $u_c(t)$, $u_s(t)$ и $i_f(t)$ – мгновенные значения напряжения конденсатора, напряжения сети и тока фильтра соответственно.

VI. Имитационное моделирование

Для оценки работы предлагаемой системы была разработана имитационная модель (рис. 3) в программе *Matlab* с использованием пакета *Simulink*. Емкость фильтра рассчитывалась в соответствии с [10], а параметры ПИ-регуляторы подобраны опытным путем. В табл. 1 приведены основные параметры модели. На рис. 4, а и 4, б приведены укрупненные осциллограммы тока, сети и тока нагрузки при работе активного фильтра, а на рис. 4, в и 4, г – кривые переходных процессов тока

сети и напряжения звена постоянного тока. Было установлено, что коэффициент общих гармонических искажений снизился с 76 % до 0,73 %, а время переходного процесса изменения напряжения звена постоянного тока и перерегулирование составили 0,06 с и 0,01 % соответственно. При оценке параметров переходного процесса рассматривались значения напряжений только в моменты времени, кратные периоду сетевого напряжения.

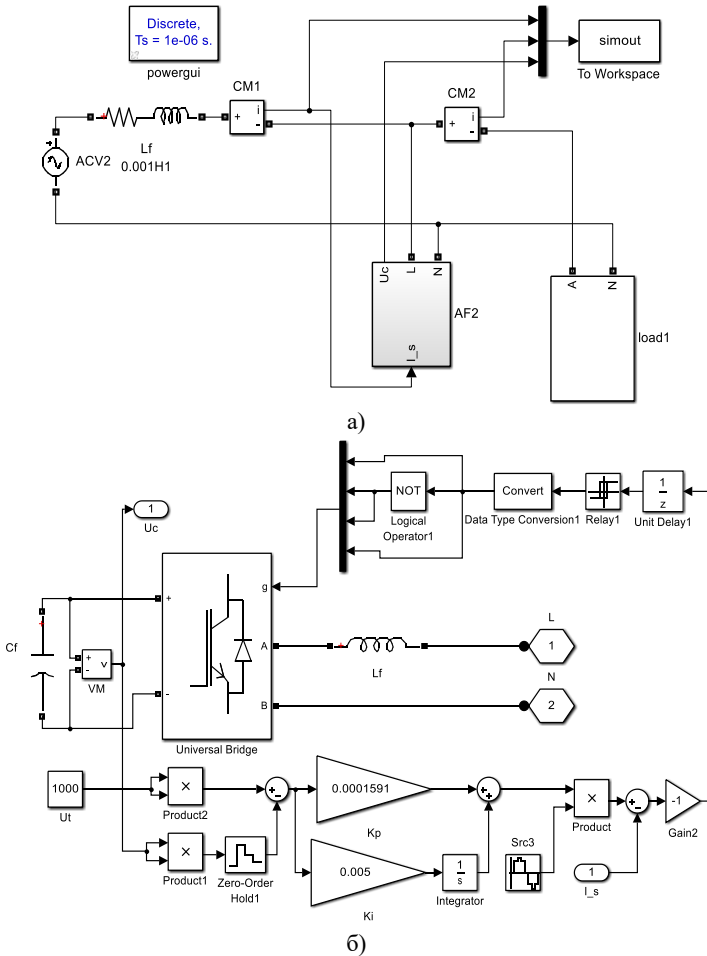


Рис. 3. Имитационная модель упрощенной системы электроснабжения (а) и активного фильтра AF1 (б)

Таблица 1.
Основные параметры имитационной модели

Параметр	Значение
Ёмкость фильтра C_f	700 мкФ
Индуктивность согласующего дросселя L_f	6 мГн
Начальное напряжение на конденсаторе C_f	1000 В
Пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора	159×10^{-6}
Интегральный коэффициент ПИ-регулятора	5×10^{-3}
Действующее значение напряжения источника питания U_s	220 В
Параметр блока <i>Zero-Order Hold 1</i>	0,02 с

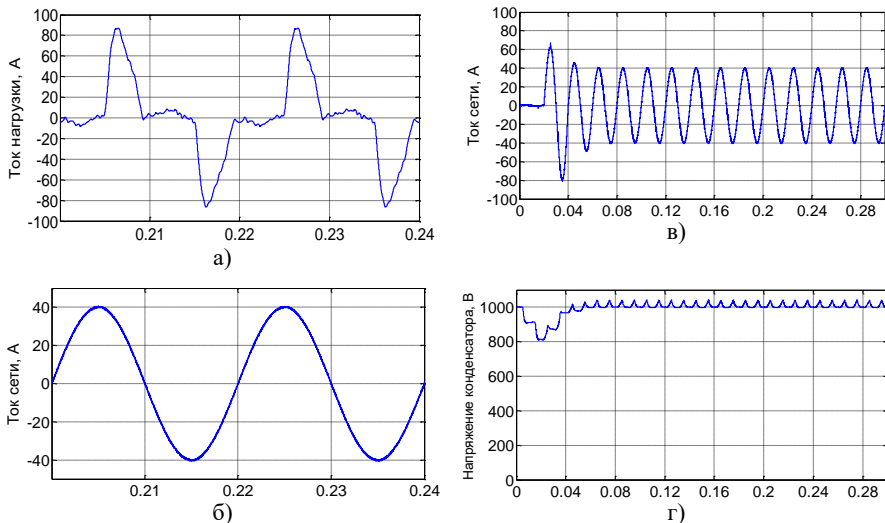


Рис. 4. Укрупненные осциллограммы тока нагрузки (а), сети при работе АФГ (б), осциллограмма тока сети (в) и напряжение конденсатора(г)

VII. Выводы

Произведено физическое обоснование возможности формирования тока компенсации активного фильтра на основе контроля напряжения звена постоянного тока. Разработана имитационная модель активного фильтра и подобранны коэффициент ПИ-регулятора. В ходе моделирования установлено, что уровень гармонических искажений снизился с 76 % до 0,73 %.

Выражаю благодарность научному руководителю Авербуху Михаилу Александровичу за ценные советы при планировании исследования и рекомендации по оформлению статьи.

Библиографический список

- [1] Авербух М.А., Жилин Е.В. Влияние нелинейной и несимметричной нагрузки на систему электроснабжения жилых микрорайонов // Промышленная энергетика. 2017. № 12. С. 40-45.
- [2] Сычев Ю.А. Экспериментальные исследования режимов работы параллельного активного фильтра в сетях ОАО «Оренбургнефть» // Записки горного института. 2009. Т. 182. С. 114-117.
- [3] Han B. Single-phase active power filter using FFT with harmonic phase-delay compensation // 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, July 26-30, 2009, Calgary, Canada. Pp. 1-6.
- [4] Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. N.J.: Wiley-IEEE Press, 2007. – 379 p.
- [5] Saitou M., Matsui N., Shimizu T. A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation // 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, Oct. 12-16, 2003, Salt Lake City, USA. Vol. 2. Pp. 1222-1227.
- [6] Прокопишин Д.И. Использование цифровых режекторных фильтров в составе системы управление однофазного активного фильтра гармоник // Энергоэффективность и энергосбережение в современном производстве и обществе, Июнь 6-7, 2018, Воронеж, Россия. Воронеж: Воронежский государственный аграрный университет им. Императора Петра I, 2018. Том Ч. 1. С. 165-170.
- [7] Чернышов М.О., Довгун В.П., Малошенко О.Е. Гибридные силовые фильтры для трехфазных четырехпроводных сетей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2016. № 1-2. С. 11-19.
- [8] Скурятин Ю. В., Белоусов А.В., Денисевич Н.А. Параллельный силовой активный фильтр с управлением на скользящих режимах // Проблемы региональной энергетики. 2018. № 2 (37). С. 20-30.
- [9] Скурятин Ю. В., Белоусов А.В. Повышение эффективности активной фильтрации. Прямое управление потребляемой мощностью // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2016. № 1. С. 71-77.
- [10] Плехов А.С., Титов Д.Ю., Чернов Е.А. Расчет емкости конденсатора в цепи постоянного тока активного фильтра гармоник // Инженерный вестник Дона, 2014, № 1 (28).

D.I. Prokopishin

**DEVELOPMENT OF CONTROL SYSTEM
OF SINGLE-PHASE ACTIVE FILTER
BASED ON DC LINK VOLTAGE MONITORING**

Belgorod State Technological University n. a. V.G. Shukhov
Belgorod, Russia

Abstract. The article describes the operation of a single-phase active filter with controls system based on voltage monitoring of the capacitor in the DC link. The voltage value is controlled by changing the amplitude of the idealized sinusoidal current formed by the active filter. The calculation of the required current amplitude is implemented on the basis of a PI controller, the parameters of which are formed experimentally. A simulation model of a single-phase nonlinear electric load and an active filter in the Matlab Simulink has been developed. As a result of the simulation, it was found that the total harmonic current distortion decreased from 76 % to 0.73 %, and the transition time of changing the voltage of the DC link and over-regulation were 0.2 s and 0.01 %, respectively.

Keywords: DC link voltage monitoring, non-linear electric load, single-phase active filter.

References

- [1] M.A. Averbukh and E.V. Zhilin, “Impact of non-linear and non-symmetrical load on the power supply system of residential microdistricts”, *Industrial Power Engineering*, no. 12, pp. 40 – 45, 2017.
- [2] Yu.A. Sychev, “Eksperimental'nye issledovaniya rezhimov raboty parallel'nogo aktivnogo fil'tra v setyah OAO “Orenburgneft” [Experimental research of modes of operation of the parallel active filter in the networks of JSC “Orenburgneft”]”, *Journal of Mining Institute*, vol. 182, pp. 114-117, 2009 (in Russian).
- [3] B. Han, “Single-phase active power filter using FFT with harmonic phase-delay compensation”, in proc. *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, July 26-30, 2009, Calgary, Canada, pp. 1-6.
- [4] H. Akagi, E.H. Watanabe and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. N. J.: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [5] M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu, “A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation”, in proc. *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, Oct. 12-16, 2003, Salt Lake City, USA, vol. 2, pp. 1222-1227.
- [6] D.I. Prokopishin, “Ispol'zovanie cifrovyyh rezhektornykh fil'trov v sostave sistemy upravlenie odnofaznogo aktivnogo fil'tra garmonik [Using digital cutting filters as part of the control system for a single-phase active harmonics filter]”, in proc. *Energoeffektivnost' i energosberezenie v sovremennom proizvodstve i obshchestve [En-*

- ergy efficiency and energy saving in modern production and society*], June 6-7, 2018, Voronezh, Russia, vol. Part 2, pp. 165-170 (in Russian).
- [7] M.O. Chernyshov, V.P. Dovgun and O.E. Malashenok, "Hybrid power filters for three-phase four-wire systems", *Power Engineering: Research, Equipment, Technology*, no. 1-2, pp. 11-19, 2016.
- [81] Yu.V. Skuriatin, A.V. Belousov and N.A. Denysevich, "Sliding mode control based shunt active power filter", *Problems of the Regional Energetics*, no. 2 (37), pp. 20-30, 2018.
- [9] Yu.V. Skuriatin and A.V. Belousov, "Improving the active filtering efficiency. direct control of power consumption", *Russian Electromechanics*, no. 1, pp. 71-77, 2016.
- [10] A.S. Plekhov, D.Yu. Titov and E.A. Chernov, "Calculation of the capacitance of the capacitor on the DC link active harmonic filter", *Engineering journal of Don*, no. 1 (28), 2014.

Поступила в редакцию 18.06.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_93

УДК 621.314

В.В. Ваняев

РАСЧЕТ ЕМКОСТНОГО ФИЛЬТРА МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
Нижний Новгород, Россия

Статья посвящена вопросам расчета емкостного фильтра мостового m -пульсного выпрямителя, являющегося входным звеном AC/DC преобразователя. Получены упрощенные аналитические выражения для определения основных параметров фильтра с достаточной для инженерных расчетов точностью. Приведен пример расчета однофазного мостового выпрямителя.

Ключевые слова: емкостной фильтр, коэффициент пульсаций напряжения, мостовой выпрямитель.

I. Введение

При проектировании AC/DC преобразователей с мостовым выпрямителем с выходным возникает задача определения выходного напряжения выпрямителя C -фильтром (напряжения нагрузки), емкости фильтра и типа применяемых конденсаторов при заданной величине коэффициента пульсаций этого напряжения.

Известные решения этой задачи [1-6] либо достаточно приближенные, либо выполнены для однофазного выпрямителя и описывается аналитическими выражениями, требующими вспомогательных вычислений, что не вполне удобно в инженерных расчетах. Цель данной работы – совершенствование методики проектирования входных емкостных фильтров AC/DC преобразователей.

II. Основные расчетные соотношения

Упрощенное решение задачи проектирования базируется на использовании диаграмм выходного напряжения мостового m -пульсного выпрямителя с емкостным фильтром и тока конденсатора фильтра, приведенных на рис. 1.

Диаграммы построены при допущениях:

- сопротивление питающей сети переменного напряжения равно нулю;
- падение напряжения на диодах выпрямителя равно нулю;

- внутреннее сопротивление конденсатора не учитывается;
- нагрузка выпрямителя характеризуется постоянством потребляемого тока.

В работе фильтра на интервале повторяемости с угловой длительностью (где m -пульсность выпрямителя) имеют место два интервала: интервал зарядки конденсатора фильтра в пределах угла θ и интервал разряда длительностью $2\pi/m - \theta$ (рис. 1).

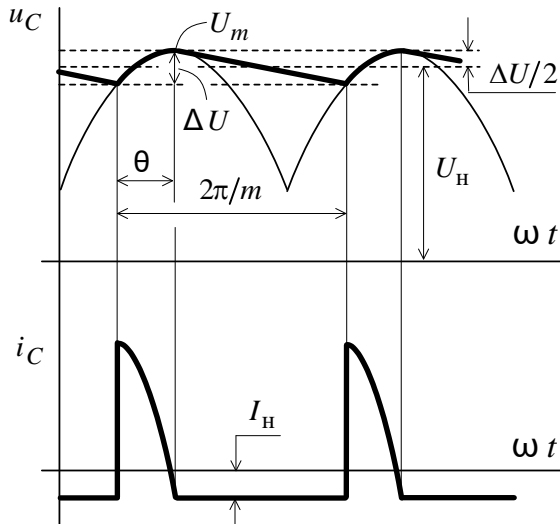


Рис. 1. Диаграммы работы выпрямителя с емкостным фильтром

При сделанных допущениях напряжение конденсатора в процессе зарядки равно напряжению сети и возрастает с некоторого минимального значения равного $U_m - \Delta U$ до уровня амплитуды U_m . При этом напряжение и ток конденсатора описываются следующими выражениями:

$$u_C = U_m \cdot \sin \omega t; \quad (1)$$

$$i_C = C \cdot \omega \cdot U_m \cdot \cos \omega t. \quad (2)$$

где C – емкость конденсатора фильтра; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 314 \text{ с}^{-1}$ круговая частота сети.

По окончании зарядки начинается процесс разряда конденсатора практически неизменным при малых ΔU током нагрузки равным:

$$i_c = -I_n = -\frac{P_n}{U_n}, \quad (3)$$

где P_n – мощность, передаваемая в нагрузку; U_n – среднее значение напряжения нагрузки.

Приращение ΔU напряжения на конденсаторе в пределах угла θ в соответствии с диаграммой на рис. 1 определяется по формуле:

$$\Delta U = U_m - U_m \cdot \sin(0,5 \cdot \pi - \theta) = U_m \cdot (1 - \cos \theta). \quad (4)$$

Из диаграмм также следует формула для определения среднего значения U_n напряжения нагрузки:

$$U_n = U_m - 0,5 \cdot \Delta U = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{1 + 0,5 \cdot k_n}, \quad (5)$$

где U – действующее линейное напряжение на входе выпрямителя; $k_n = \Delta U / U_n$ – коэффициент пульсаций выходного напряжения (напряжения нагрузки).

Емкостной фильтр увеличивает среднее значение выходного напряжения выпрямителя, поэтому величина U_n должна удовлетворять условию:

$$U_n > \frac{m}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin \frac{\pi}{m}, \quad (6)$$

где m – пульсность выпрямителя, а задаваемая величина k_n , согласно (5) и (6) не должна превышать значений, определяемых выражением:

$$k_n = 2 \left[\left(\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \right)^{-1} - 1 \right]. \quad (7)$$

Решая совместно (4) и (5), находим угловую длительность θ :

$$\theta = \arccos \frac{U_n - 0,5 \cdot \Delta U}{U_n + 0,5 \cdot \Delta U} = \arccos \frac{1 - 0,5 \cdot k_n}{1 + 0,5 \cdot k_n}. \quad (8)$$

Требуемое значение емкости конденсатора фильтра, обеспечивающее заданное значение k_n , определяется выражением:

$$C = \frac{I_{\text{н}} \cdot (2\pi / m - \theta)}{\omega \cdot \Delta U} = \frac{P_{\text{н}} \cdot (2\pi / m - \theta)}{\omega \cdot k_n \cdot U_{\text{н}}^2}. \quad (9)$$

При выборе электролитического конденсатора фильтра необходимо знать величину действующего значения протекающего через него тока. В соответствии с выражениями (2) и (3) и диаграммами работы, оно определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_{RMS} &= \sqrt{\frac{m}{2\pi} \cdot \left[\int_{\pi/2-\theta}^{\pi/2} (C \cdot \omega \cdot U_m \cdot \cos \omega t)^2 d\omega t + \int_0^{2\pi/m} I_{\text{н}}^2 dt \right]^2} = \\ &= \sqrt{\frac{m \cdot (C \cdot \omega \cdot U)^2}{2\pi} \cdot \left(\theta - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\theta \right) + \left(1 - \frac{m \cdot \theta}{2\pi} \right) \cdot \left(\frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \right)^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

При малых углах θ ток конденсатора имеет практически треугольную форму, что позволяет привести выражение (10) к еще более простому виду:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot m \cdot \theta^3}{3} \cdot (C \cdot f \cdot U)^2 + \left(1 - \frac{m \cdot \theta}{2\pi} \right) \cdot \left(\frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \right)^2}. \quad (11)$$

Поскольку в преобразователях нагрузка выпрямителя характеризуется импульсным потребляемым током повышенной частоты, действующее значение тока конденсатора фильтра необходимо определять по формуле:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{RMS}^2 + I_{RMSn}^2}, \quad (12)$$

где I_{RMSn} – действующее значение переменной составляющей тока нагрузки.

Действующее значение фазного тока, потребляемого мостовой схемой выпрямителя, будет:

$$I_{RMS\Phi} = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \cdot k_B \cdot \left[(C \cdot \omega \cdot U)^2 \cdot \left(\theta - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\theta \right) + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot C \cdot \omega \cdot U \cdot \left(\frac{P_H}{U_H} \right) \cdot (1 - \cos \theta) + \theta \cdot \left(\frac{P_H}{U_H} \right)^2 \right]}, \quad (13)$$

или

$$I_{RMS\Phi} = \sqrt{2} \cdot C \cdot \omega \cdot U \cdot \sqrt{\frac{m \cdot \theta}{2\pi} \cdot k_B \cdot \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot C \cdot \omega \cdot U} \cdot \frac{P_H}{U_H} + \frac{\theta}{2} \right)^2 + \frac{\theta^2}{12} \right]}, \quad (14)$$

где k_B – коэффициент схемы выпрямителя ($k_B = 1$ в однофазной схеме; $k_B = 2/3$ в трехфазной схеме).

III. Пример расчета

Определить среднее значение U_H напряжения нагрузки, подключенной к выходу однофазного мостового выпрямителя с C -фильтром, величину емкости конденсатора фильтра и действующее протекающего по нему тока при заданных величинах: действующего линейного напряжения сети $U = 220$ В; частоты сети $f = 50$ Гц; коэффициента пульсаций напряжения нагрузки $k_n = 0,2$; мощности нагрузки $P_H = 2$ кВт. По (5) определяем среднее значение напряжения нагрузки:

$$U_H = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{1 + 0,5 \cdot 0,2} = 283 \text{ В.}$$

Согласно (8), определяем угловую длительность θ протекания тока зарядки конденсатора:

$$\theta = \arccos \frac{1 - 0,5 \cdot 0,2}{1 + 0,5 \cdot 0,2} = 0,613 \text{ рад.}$$

Находим из (9) требуемое значение емкости конденсатора фильтра, для получения заданного значения k_n :

$$C = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot (2\pi / 2 - 0,613)}{314 \cdot 0,2 \cdot 283^2} = 1 \text{ мФ.}$$

Действующее значение тока, протекающего через конденсатор согласно (10) и (11), соответственно, будет:

$$I_{RMS C} = \sqrt{\frac{2 \cdot (1 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 220)^2}{2\pi} \cdot \left(0,613 - \frac{1}{2} \cdot \sin 1,23\right) + \left(1 - \frac{2 \cdot 0,613}{2\pi}\right) \cdot \left(\frac{2 \cdot 10^3}{283}\right)^2} = 16,04 \text{ A};$$

$$I_{RMS C} = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 0,613^3}{3} \cdot (1 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 220)^2 + \left(1 - \frac{2 \cdot 0,613}{2\pi}\right) \cdot \left(\frac{2 \cdot 10^3}{283}\right)^2} = 16,5 \text{ A}.$$

Действующее значение фазного тока, потребляемого мостовой схемой выпрямителя в соответствии с (13) и (14) имеет значения:

$$I_{RMS \Phi} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot 1 \cdot \left[(1 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 220)^2 \cdot \left(0,613 - \frac{1}{2} \cdot \sin 1,23\right) + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 220 \cdot \left(\frac{2 \cdot 10^3}{283}\right) \cdot (1 - \cos 0,613) + 0,613 \cdot \left(\frac{2 \cdot 10^3}{283}\right)^2 \right]} = 17,5 \text{ A};$$

$$I_{RMS \Phi} = \sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 220 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,613}{2\pi} \cdot 1 \cdot \left[\frac{2 \cdot 10^3}{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 314 \cdot 220 \cdot 283} + \left(\frac{0,613}{2}\right)^2 + \frac{0,613^2}{12} \right]} = 18,04 \text{ A}.$$

Результаты моделирования: $U_H = 284,3 \text{ В}$; $k_n = 0,197$; $I_{RMS C} = 16,11 \text{ А}$; $I_{RMS \Phi} = 17,64 \text{ А}$.

IV. Заключение

Сравнение результатов расчета U_H , $I_{RMS C}$, $I_{RMS \Phi}$, выполненных по предложенным формулам, и результатов, полученных при моделировании процессов в среде *MATLAB Simulink*, показывает, что в диапазоне изменения коэффициента пульсаций $k_n = 0,05 \div 0,2$ расхождение между ними не превышает 0,5 % и составляет не более 3 % в определении действующих значений тока конденсатора и фазного тока по (11), (14).

Полученные результаты позволяют рекомендовать предлагаемые расчетные выражения в практике проектирования емкостных фильтров мостовых m -пульсных выпрямителей AC/DC преобразователей.

Библиографический список

- [1] Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники. 4-е изд. Новосибирск: НГТУ, 2009. – 671 с.
- [2] Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
- [3] Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. Киев.: Высшая школа, 1983. – 431 с.
- [4] Чаки Ф., Герман И., Ипшич И., Карпати А., Магяр П. Силовая электроника: Примеры и расчеты / Пер. с англ. – М.: Энергоиздат, 1982. – 384 с.
- [5] Попков О.З. Основы преобразовательной техники. 2-е изд. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 200 с.
- [6] Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.

V.V. Vaniaev**CALCULATION OF CAPACITIVE FILTER
OF BRIDGE RECTIFIER**

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

Abstract. The paper is presented the calculation of the capacitive filter of the m-pulse bridge rectifier, which is an input link of the AC/DC converter. Simplified analytical expressions are obtained for determining the main parameters of the filter with sufficient accuracy for engineering calculations. An example of calculating a single-phase bridge rectifier is given.

Keyword: capacitive filter, the ratio of the ripple voltage, a rectifier bridge.

References

- [1] G.S. Zinoviev, *Osnovy silovoj elektroniki [Fundamentals of power electronics]*. Novosibirsk: NSTU Publishing house, 2009 (in Russian).
- [2] V.I. Meleshin, *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika [Transistor transformational technique]*. Moscow: Technosfera, 2006 (in Russian).
- [3] V.S. Rudenko, V.I. Senko and I.M. Chizhenko, *Preobrazovatel'naya tekhnika [Converter equipment]*. Kiev: Higher school, 1983 (in Russian).
- [4] F. Csaki, I. Hermann, I. Ipshits, A. Karpati and P. Magyar, *Power electronics: Problems manual*. Budapest, 1979 (in Russian).
- [5] O.Z. Popkov, *Osnovy preobrazovatel'noj tekhniki [Fundamentals of conversion technology]*. 2nd ed. Moscow: Publishing house of MPEI, 2007 (in Russian).
- [6] Yu.S. Zabrodin, *Promyshlennaya elektronika [Industrial electronics]*. Moscow: Higher school, 1982 (in Russian).

Поступила в редакцию 25.06.2020

DOI 10.46960/2658-6754_2020_3_100

УДК 621.3.07

Т.Х. Абузьяров

ОСОБЕННОСТИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СДВОЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ООО «Энергосбережение»
Нижний Новгород, Россия

Описаны схема и стратегия формирования выходного напряжения, а также математическая модель сдвоенного преобразователя для электротранспорта. К преимуществам преобразователей такого типа перед классической схемой трехфазного автономного инвертора относятся: сниженные нагрузки на силовые ключи и на обмотки электродвигателя, низкий уровень пульсаций тока и, как следствие, момента электродвигателя, повышенная отказоустойчивость, сниженные динамические потери преобразователя. Представлен один из возможных вариантов реализации системы управления преобразователем в среде *MATLAB/Simulink*. Приведены результаты сравнительного имитационного исследования двух типов преобразователей.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь, привод электротранспорта, моделирование электропривода, пульсации момента, динамические потери.

I. Введение

Активное развитие индустрии силовой электроники обуславливает повышенный интерес разработчиков силовой преобразовательной техники к исследованию нестандартных топологий силовой части электропривода [1, 2]. В настоящее время активно исследуется возможность применения таких систем в сфере электротранспорта [3].

С одной стороны, использование сложных преобразовательных систем неизбежно ведет к увеличению числа силовых элементов и, как следствие – к росту потерь от протекания прямого тока. Кроме того, возросшее по сравнению с традиционным автономным инвертором (АИН) количество полупроводниковых элементов, как правило, ведет к повышению вероятности отказа системы. С другой стороны, классическая схема трехфазного АИН требует использования крупногабаритных и дорогостоящих *LC* фильтров для ограничения нагрузок на изоляцию обмоток электриче-

ской машины или использования специальных электрических машин [3]. Кроме того, значительный размах пульсаций напряжения при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) может приводить к пульсациям момента электродвигателя, что, в свою очередь, приводит к нежелательным вибрациям электропривода и снижению его ресурса [4-7].

В данной работе представлена структура имитационной модели системы «силовой полупроводниковый преобразователь – синхронная электрическая машина с возбуждением от постоянных магнитов», позволяющая качественно и количественно оценить преимущества и недостатки сдвоенного преобразователя для электротранспорта по сравнению со схемой традиционного трехфазного инвертора напряжения.

II. Топология преобразователя и алгоритм управления

Структурная схема исследуемого преобразователя изображена на рис. 1.

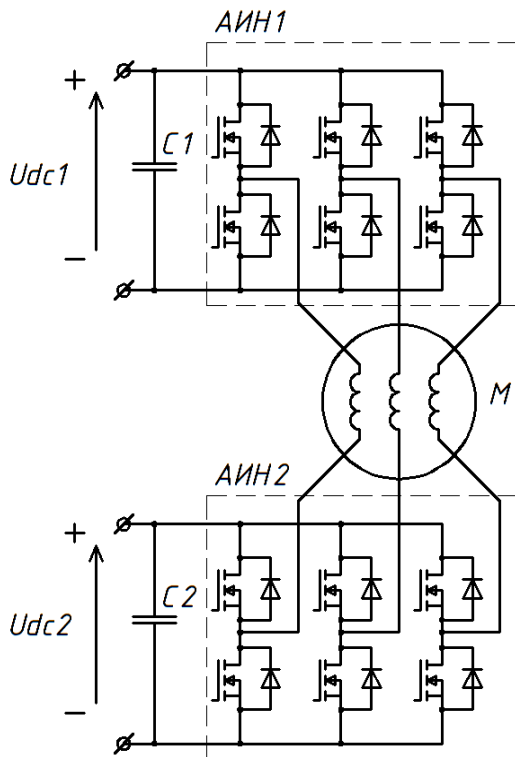


Рис. 1. Структурная схема исследуемого трехфазного инвертора

Исследуемая топология силовой части электропривода содержит два трехфазных автономных инвертора (АИН1 и АИН2), а также два независимых звена постоянного тока напряжением U_{dc1} и U_{dc2} . В данной работе принимается:

$$U_{dc1} = U_{dc2} = \frac{U_{dc}}{2}, \quad (1)$$

где U_{dc} – напряжение звена постоянного тока, В, при питании электрической машины от традиционного трехфазного АИН.

Набор векторов, доступных для данного преобразователя, представлен на рис. 2. Исследуется следующий алгоритм работы сдвоенного преобразователя. Регулятор контура тока системы управления формирует управляющий преобразователем вектор \vec{i} . В случае работы привода на низких скоростях вращения вала этот вектор находится в зоне 1 (рис. 2, а).

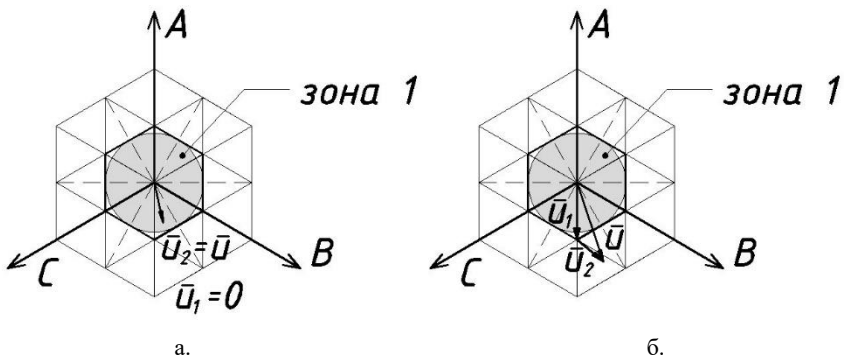


Рис. 2. Возможные режимы работы исследуемого преобразователя: вектор \vec{i} находится в зоне 1 (а); б – вектор \vec{i} находится за пределами зоны 1 (б)

При этом АИН1 формирует один из нулевых векторов, АИН2 работает в режиме векторной ШИМ и формирует вектор \vec{i}_2 , равный вектору задания \vec{i} . При дальнейшем разгоне привода вектор \vec{i} постепенно приближается к границе указанной зоны и затем выходит за ее пределы (рис. 2, б). Теперь, чтобы сформировать вектор задания \vec{i} , АИН1 формирует ближайший по направлению к заданному \vec{i} ненулевой базовый вектор \vec{i}_1 . АИН2 формирует вектор \vec{i}_2 , который может быть найден как:

$$\vec{i}_2 = \vec{i} - \vec{i}_1. \quad (2)$$

Таким образом, АИН2 работает в режиме векторной ШИМ, в то время как АИН1 либо генерирует нулевой вектор (рис. 2, а), либо генерирует по очереди шесть базовых ненулевых векторов (рис. 2, б). Динамические потери в АИН1 при этом практически отсутствуют, а в АИН2 они снижены в два раза по сравнению с традиционным трехфазным АИН (при той же частоте модуляции), так как к силовым ключам прикладывается только половина напряжения звена постоянного тока U_{dc} эквивалентного традиционного АИН с ШИМ.

III. Моделирование пуска синхронного электродвигателя

Модель электропривода на основе исследуемого сдвоенного инвертора была построена в среде *MATLAB/Simulink*. Силовая часть модели представлена на рис. 3.

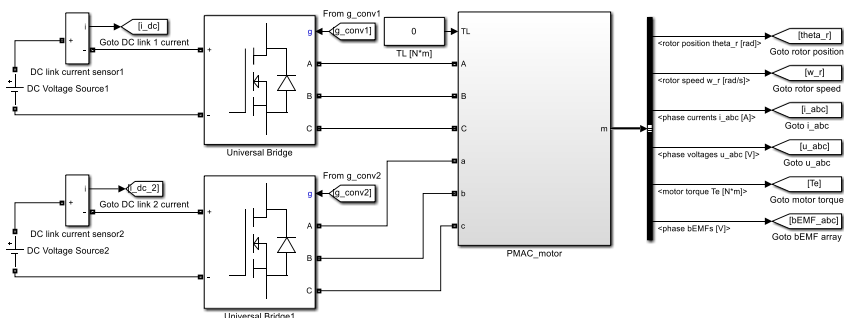


Рис. 3. Силовая часть модели электропривода на основе исследуемого инвертора

Силовая часть модели состоит из стандартных блоков «*Universal Bridge*», представляющих собой АИН1 и АИН2 структурной схемы (рис. 1), источников постоянного тока, а также ранее разработанной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами *PMAC_motor*, подробно описанной в [8]. Используемые для исследования привода параметры электродвигателя приведены в табл. 1. Структура системы управления представлена на рис. 4 и 5. На рис. 4 представлена модель замкнутого контура тока, генерирующего управляющий сигнал \vec{u} в осях $\alpha\beta$ согласно (2).

Вектор фазных токов i_{abc} поступает на блок «*abc to Alpha-Beta-Zero*», осуществляющий векторное преобразование Кларка к неподвижным относительно статора осям $\alpha\beta$ согласно:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Таблица 1.
Технические характеристики моделируемого
синхронного электродвигателя

Форма ЭДС	синусоидальная
Количество пар полюсов	4
Количество фаз	3
Номинальное напряжение, В	48
Номинальный момент, Н·м	2,1
Сопротивление фазы, Ом	0,008
Индуктивность фазы, мГн	0,15
Инерция ротора, г·см ²	2400
Амплитуда потокацепления магнитов ротора, Вб	0,01938

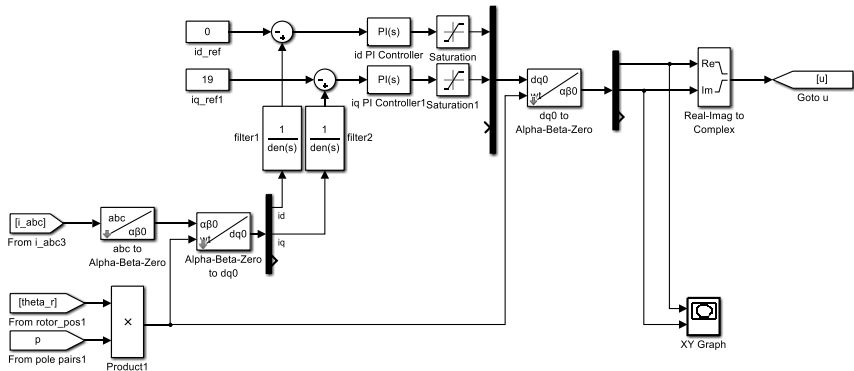


Рис. 4. Контур тока системы управления исследуемого инвертора

Затем вектор тока поступает на блок «Alpha-Beta-Zero to dq0», осуществляющий векторное преобразование Парка к системе отсчета ротора $dq0$ согласно:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(p\theta_r) & -\cos(p\theta_r) & 0 \\ \cos(p\theta_r) & \sin(p\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (4)$$

где θ_r – угол поворота ротора относительно статора, рад; p – число пар полюсов.

Блоки *filter1* и *filter2* представляют собой аperiodические звенья первого порядка с малой постоянной времени, имитирующие инерционность обратной связи. Затем токи обратной связи по осям d и q замыкают соответствующие контуры управления. Оба контура тока реализованы с использованием ПИ регулятора. Полученный с выхода регулятора вектор управления \vec{u} преобразуется к осям $\alpha\beta$, после чего поступает на схему генерации сигналов управления инверторами, представленную на рис. 7. В случае, если модуль вектора \vec{u} меньше заданной величины (определяемой зоной 1 на рис. 2), ключом «Switch» на инвертор АИН1 подается набор управляющих сигналов, реализующих нулевой вектор из блока «conv1_zero_vector». В противном случае на инвертор подается ближайший к заданию \vec{u} базовый ненулевой вектор из блока «conv1_active_vector».

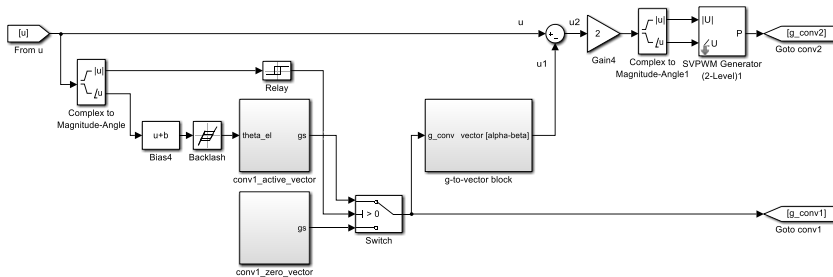


Рис. 5. Схема генерации сигналов управления инверторами АИН1 и АИН2

Блок «*g-to-vector block*» преобразует набор сигналов управления инвертором АИН1 в соответствующий вектор \vec{u}_1 в осях $\alpha\beta$ для выполнения уравнения (2). Полученный в результате вектор \vec{u}_2 подается на блок пространственно-векторной ШИМ «*SVPWM Generator*», генерирующий соответствующий данному вектору набор сигналов управления инвертором. Во избежание возникновения множественных колебаний системы в процессе выхода из зоны 1 (рис. 2) используются звенья «*Relay*» и «*Backlash*», реализующие соответственно гистерезис и люфт в работе системы управления подобно тому, как это работает в электроприводе с прямым управлением моментом [3].

На рис. 6 изображены осциллограммы, полученные при моделировании процесса разгона синхронного электродвигателя до 3500 об/мин на холостом ходу при работе от традиционного трехфазного АИН и исследуемого инвертора (частота ШИМ 10 кГц). Из представленных осциллограмм можно сделать вывод о том, что использование исследуемого инвертора позволяет заметно снизить пульсации тока и момента электрической машины.

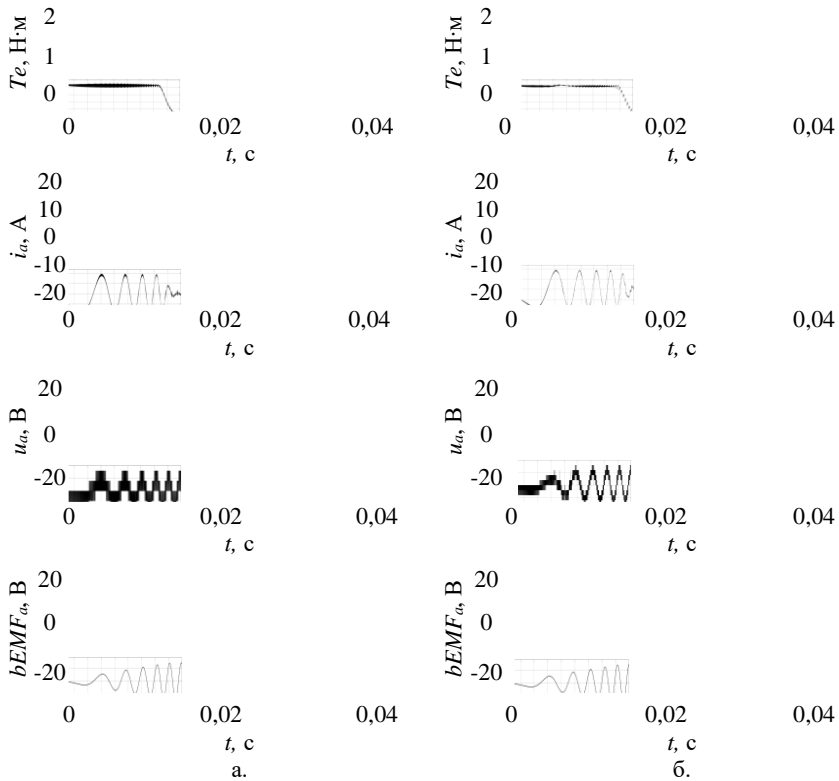


Рис. 6. Осциллограммы (сверху вниз)

момента, Н·м; фазного тока, А; напряжения обмотки электродвигателя, В; ЭДС фазы, В, при пуске синхронного электропривода: при питании от традиционного АИН с ШИМ (а); при питании от исследуемого инвертора (б)

В табл. 2 сведены результаты измерения коэффициента гармонических искажений при работе электропривода на скорости 3000 об/мин.

Таблица 2.
Коэффициенты гармонических искажений, %

	Традиционный АИН с ШИМ, $f = 10$ кГц	Исследуемый инвертор, $f = 10$ кГц	Исследуемый инвертор, $f = 7$ кГц
Ток фазы	5,85	3,26	4,33
Электромагнитный момент	2,94	1,97	2,80

IV. Заключение

В данной работе рассмотрена имитационная модель сдвоенного преобразователя с пространственно-векторным управлением. Представлен один из возможных вариантов реализации модели системы управления в среде MATLAB/Simulink. Показано, что данный инвертор позволяет достичь более высоких показателей качества генерируемого электропривода фазного тока и момента по сравнению с традиционным АИН.

Динамические потери в преобразователе при этом могут быть снижены практически в три раза (уменьшение коммутлируемого напряжения в 2 раза; уменьшение частоты коммутации на 30 %) при сохранении качества формируемого момента. Для компенсации увеличения потерь от протекания прямого тока в инверторе АИН1 могут быть применены более мощные и «медленные» модификации транзисторов, обладающие низким сопротивлением $R_{ds(on)}$, тогда как для АИН2 следует использовать более быстродействующие модификации.

© Абузяров Т.Х., 2020

Библиографический список

- [1] Franquelo L.G., Rodriguez J., Leon J.I., Kouro S., Portillo R., Prats M.A.M. The age of multilevel converters arrives // IEEE Industrial Electronics Magazine. 2008. Vol. 2. No. 2. Pp. 28–39.
- [2] Rodriguez J., Lai J.-S., Peng F.Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49. No. 4. Pp. 724–738.
- [3] Khoucha F., Lagoun S.M., Marouani K., Kheloui A., Benbouzid M.E.H. Hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter motor drive DTC control for electric vehicles // Proc. 2008 18th Int. Conf. on Electrical Machines, Sept. 6-9, 2008, Vilamoura, Portugal. pp. 1-6.
- [4] Amann N., Bocker J., Prenner F. Active damping of drive train oscillations for an electrically driven vehicle // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2004. Vol. 9. No. 4. Pp. 697-700.

- [5] Hwang M.-H., Lee H.-S., Cha H.-R. Analysis of torque ripple and cogging torque reduction in electric vehicle traction platform applying rotor notched design // *Energies*. 2018. Vol. 11. No. 11. 3053.
- [6] Grcar B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M. Pulsating torque reduction for permanent magnet AC motors // *Proc. 2001 IEEE Int. Conf. on Control Applications (CCA'01)*, Sept. 7, 2001, Mexico City, Mexico. Pp. 288-293.
- [7] Абузяров Т.Х., Плехов А.С. Исследование методов снижения пульсаций момента бесколлекторных двигателей постоянного тока // V Всерос. науч.-практ. конф. с межд. уч. «Актуальные проблемы электроэнергетики», Декабрь 17, 2019, Нижний Новгород, Россия. 2019. С. 56-63.
- [8] Абузяров Т.Х., Плехов А.С., Дарьенков А.Б., Ермолаев А.И. Разработка модели систем высококачественного бесколлекторного электропривода постоянного тока // *Вестник ИГЭУ*. 2020. № 1. С. 31-45.

T.H. Abuzyarov

MODELING OF DUAL THREE-PHASE INVERTER SPACE VECTOR CONTROL FOR ELECTRIC VEHICLE

Ltd «Energoberezheniye»
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The paper presents a circuit, a strategy for output voltage formation, as well as a mathematical model of a three-phase cascaded inverter for electric vehicle (EV) AC motor drive. The features of the considered inverters include reduced electrodynamic stress on power switches, as well as on motor windings, a low level of current ripple and the electromagnetic torque, improved fault tolerance and reduced dynamic losses of the converter. One of the variants of the converter control system implementation in the MATLAB/Simulink is presented. The results of simulation of two types of converters are presented.

Keywords: multilevel inverter, dual inverter, electric vehicle drive, electric drive modeling, torque ripples, dynamic losses.

References

- [1] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M.A.M. Prats, “The age of multilevel converters arrives”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.
- [2] J. Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738. 2002.
- [3] F. Khoucha, S.M. Lagoun, K. Marouani, A. Kheloui and M.E.H. Benbouzid, “Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Motor Drive DTC Control for Electric

- Vehicles”, in proc. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sept. 6-9, 2008, Vilamoura, Portugal, pp. 1-6.
- [4] N. Amann, J. Bocker and F. Prenner, “Active damping of drive train oscillations for an electrically driven vehicle”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 697-700, Dec. 2004.
- [5] M.-H. Hwang, H.-S. Lee and H.-R. Cha, “Analysis of torque ripple and cogging torque reduction in electric vehicle traction platform applying rotor notched design”, *Energies*, vol. 11, no. 11, 3053, Nov. 2018.
- [6] B. Grcar, P. Cafuta, G. Stumberger and A.M. Stankovic, “Pulsating torque reduction for permanent magnet AC motors”, in proc. *2001 IEEE International Conference on Control Applications (CCA'01)*, Sept. 7, 2001, Mexico City, Mexico, pp. 288-293.
- [7] T.H. Abuziarov and A.S. Plekhov, “Issledovaniye metodov snizheniya pul'satsiy momenta beskollektornykh dvigateley postoyannogo toka [BLDC torque ripple reduction methods research]”, in proc. *V All-Russian Conf. Aktual'nye problemy energetiki [Actual problems of electric power industry]*, Dec. 7, 2019, Nizhny Novgorod, Russia, pp. 56-63, 2019 (in Russian).
- [8] T.H. Abuziarov, A.S. Plekhov, A.B. Dar'enkov and A.I. Ermolaev “Development of a high-quality brushless DC electric drive systems model”, *Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*, vol. 1, pp. 31-45, 2020 (in Russian).

НАШИ АВТОРЫ

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Александрова Екатерина Николаевна – заведующая лабораториями Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева; toe@nntu.ru

Голубева Наталья Дмитриевна – доцент Самарского государственного технического университета, кандидат физико-математических наук; dinatalia2012@yandex.ru

Гольдштейн Валерий Геннадьевич – профессор Самарского государственного технического университета, доктор технических наук; Vgg41@yandex.ru

Ермолаев Артем Игоревич – младший научный сотрудник Института проблем машиностроения Российской академии наук; acidwolfvx@rambler.ru

Инаходова Лолита Меджидовна – профессор Самарского государственного технического университета, кандидат технических наук; inahodova@mail.ru

Казанцев Александр Андреевич – старший преподаватель Самарского государственного технического университета; kazantzev@63.ru

Калинин Евгений Владимирович – ведущий инженер Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева; chernmaza@yandex.ru

Платонов Дмитрий Юрьевич – магистрант Самарского государственного технического университета; brounco@yandex.ru

Севостьянов Александр Александрович – заведующий кафедрой Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, кандидат технических наук; sevosaa@gmail.com

Смирнов Александр Юрьевич – ведущий инженер-конструктор Опытного конструкторского бюро машиностроения им. И.И. Африкантова, доктор технических наук; a_yu_smirnov@mail.ru

Степанов Валентин Павлович – профессор Самарского государственного технического университета, доктор технических наук; aees@rambler.ru

Уснунц-Кригер Татьяна Николаевна – заведующая кафедрой Национального исследовательского технологического университета «МИСИС» (Выксунский филиал), кандидат технических наук; vfmsis@mail.ru

Чивенков Александр Иванович – профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, доктор технических наук; chyvenkov@mail.ru

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Абузяров Тагир Хусаинович – инженер ООО «Энергосбережение»;
atx888@yandex.ru

Ваняев Валерий Владимирович – доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, кандидат технических наук; **vanyaev.w@mail.ru**

Прокопишин Дмитрий Игоревич – ассистент Белгородского государственного технологического университета им. В.Г. Шухова;
prokopishin.dmitrij@yandex.ru

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

SMART ELECTRICAL ENGINEERING

№ 3

Nizhny Novgorod 2020

Smart electrical engineering / NNSTU n.a. R.E. Alekseev. – Nizhny Novgorod, 2020. No. 3 (11). – 115 p.

The journal is issued 4 times in year

Editor-in-Chief A.B. Loskutov

EDITORIAL STAFF

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

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:

Gennadiy Yakovlevich Vagin	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Nikolay Ivanovich Voropai	Associate member of RAS, doctor of technical sciences, professor, head of the chair INRTU (Irkutsk, Russia)
Leonid Abramovich German	Doctor of technical sciences, professor, professor SSTU Branch in Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)
Igor Vasilevich Gulyaev	Doctor of technical sciences, professor, professor MRSU (Saransk, Russia)
Anatoly Viktorovich Kuznetsov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair USTU (Ulyanovsk, Russia)
Alexander Leonidovich Kulikov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Viktor Nikolaevich Mescheryakov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair LSTU (Lipetsk, Russia)
Georgy Borisovich Onishchenko	Doctor of technical sciences, professor, scientific director LLC «STC Drive Technique» (Moscow, Russia)
Aleksandr Sergeevich Plekhov	Candidate of technical sciences, associate professor, associate professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Aleksandr Yur'evich Smirnov	Doctor of technical sciences, associate professor, leading design engineer JSC «Afrikantov OKBM» (Nizhny Novgorod, Russia)
Vladimir Georgievich Titov	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Oleg Stanislavovich Khvatov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair FFEI HE «VSUWT» (Nizhny Novgorod, Russia)
Yuriy Ivanovich Khokhlov	Doctor of technical sciences, professor, professor FSAEIH SUSU (NRU) (Chelyabinsk, Russia)
Alexandr Ivanovich Chivenkov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Roustiam Chakirov	Dr.-Ing., Prof. Dr., professor H-BRS (Germany)

Electronic version of the journal:

<http://www.ie.nntu.ru>

ISSN 2658-6754

© Nizhny Novgorod State Technical University
n.a. R.E. Alekseev, 2020

CONTENTS

ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS	4
A.A. Sevostyanov. Method for analysis of power quality in three phase industrial power supply system.....	4
A.I. Ermolaev. Estimation of electric power reduction during mechanical synchronization of induction motors in a multi-motor machines.....	16
E.V. Kalinin, A.I. Chivenkov. The influence of magnetic texture of transformer steels on magnetic field of laminated cores.....	35
A.Yu. Smirnov, E.N. Aleksandrova, T.N. Usnunts-Krigrer. Construction of mechanical characteristics of induction motors according to passport data.....	53
V.G. Goldstein, L.M. Inakhodova, A.A. Kazantzev. Research of electric modes when using innovative designs of power transformers in power supply systems of oil and gas companies.....	64
D.Y. Platonov, N.D. Golubeva, V.P. Stepanov. The inaccuracy in the calculation of electricity losses in the electrical networks of feeding cranes of river port.....	73
POWER ENGINEERING	83
D.I. Prokopishin. Development of control system of single-phase active filter based on DC link voltage monitoring.....	83
V.V. Vaniaev. Calculation of capacitive filter of bridge rectifier.....	93
T.H. Abuzyarov. Modeling of dual three-phase inverter space vector control for electric vehicle.....	100
Authors	110

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

№ 3

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

Редакция:

603950, Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24
smart_electric@nntu.ru

Свободная цена

Подписано в печать 21.10.2020. Дата выхода в свет: 02.11.2020

Формат 60x84 ¹/₁₆. Бумага офсетная.

Печать трафаретная. Усл. печ. л. 7,3. Тираж 300 экз. Заказ .

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

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