МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

ВІСНИК

НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії

№ 1 (1223) 2017

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2017

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Електричні машині та електромеханічне перетворення енергії – Х. : НТУ «ХПІ». – 2017. – № 1 (1223). – 148 с.

Державне видання
Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України
КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Мова статей – українська, російська, англійська.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затверджено наказом Міністерства освіти і науки України 21.12.2015 № 1328, додаток 8

Координаційна рада:
Л. Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф. (**голова**);
К. О. Горбунов, канд. техн. наук, доц. (**секретар**);
А. П. Марченко, д-р техн. наук, проф.; Є. І. Сокол, д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України;
Є. Є. Александров, д-р техн. наук, проф.; А. В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
Ф. Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.; М. Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф.;
А. І. Грабченко, д-р техн. наук, проф.; В. Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
В. Д. Дмитриєнко, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.;
В. В. Єпіфанов, канд. техн. наук, проф.; Ю. І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;
П. О. Качанов, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.;
С. І. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.; В. І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.;
Г. В. Лісачук, д-р техн. наук, проф.; О. К. Морачковський, д-р техн. наук, проф.;
В. І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф.; П. Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.;
В. А. Пуляєв, д-р техн. наук, проф.; М. І. Рищенко, д-р техн. наук, проф.;
В. Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.; Г. М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;
Ю. В. Тимофієв, д-р техн. наук, проф.; М. А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Редакційна колегія серії:
Відповідальний редактор: *В.І. Мілих, д-р техн. наук, проф.*
Заст. відповідального редактора: *В.П. Шайда, канд. техн. наук, доц.*
Відповідальний секретар: *О.Ю. Юр'єва , канд. техн. наук, доц.*
Члени редколегії: *В.Ф. Болюх, д.т.н., проф.; Ю.М. Веприк, д.т.н., проф.;*
Г.Г. Жемеров, д.т.н., проф.; М.В. Загірняк, д.т.н, проф.; Б.В. Клименко, д.т.н., проф.;
Л.І. Мазуренко, д.т.н., проф.;. В.С. Петрушин, д.т.н., проф.; А.А. Ставинський, д.т.н., проф.;
В.Ф. Шинкаренко, д.т.н., проф.; Lettl Jiri, Prof. Ing.; Palis Stefan, Prof. Dr. Ing..

Вісник Національного технічного університету «ХПІ», серія «Електричні машині та електромеханічне перетворення енергії», індексується в наукометричних базах ***Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ, Google Scholar і включений у довідник періодичних видань бази данних Ulrich'sPeriodicals Directory (New Jersey, USA), внесено до електронного архіву наукових періодичних видань України у бібліотеці імені В.І. Вернадського, українського реферативного журналу "Джерело".***

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».
Протокол № 4 від 28 квітня 2017 р.

© Національний технічний університет «ХПІ», 2017

УДК 621.313:681.3

В. И. МИЛЫХ

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ РАСЧЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ FEMM

Надано принципи автоматизованого формування геометричної і фізичної моделей трифазних асинхронних двигунів на алгоритмічній мові Lua для розрахунку їх магнітних полів і параметрів в програмному середовищі пакету FEMM. Представлені теоретичні основи, алгоритм і текст програми з докладними коментарями, файл вихідних даних, а також коротка інструкція щодо роботи зі скриптом Lua та приклади отримуваних результатів. Можливості складеного скрипту Lua демонструються на прикладі реального чотириполюсного асинхронного двигуна потужністю 15 кВт.

Ключові слова: метод скінчених елементів, магнітне поле, програма FEMM, трифазний асинхронний двигун, автоматизоване формування, графічна та фізична моделі, Lua скрипт.

Показаны принципы автоматизированного формирования геометрической и физической моделей трехфазных асинхронных двигателей на алгоритмическом языке Lua для расчета их магнитных полей и параметров в программной среде пакета FEMM. Представлены теоретические основы, алгоритм и текст программы с подробными комментариями, файл исходных данных, а также краткая инструкция для работы со скриптом Lua и примеры получаемых результатов. Возможности составленного скрипта Lua демонстрируются на примере реального четырехполюсного асинхронного двигателя мощностью 15 кВт.

Ключевые слова: метод конечных элементов, магнитное поле, программа FEMM, трехфазный асинхронный двигатель, автоматизированное формирование, графическая и физическая модели, Lua скрипт.

Attention to the popular FEMM (Finite Element Method Magnetics) program, effective in the numerical calculations of the magnetic fields in electrical machines is attended. The main problem of its using – high time costs on the formation of a graphical model, representing the construction and on the formation of a physical model, representing materials properties and machines winding currents, is solved. Principles of an automated formation of such models on the three-phase induction motor example are developed and presented for this purpose. A program written in an algorithmic language Lua which integrated into the package FEMM realize this task. The program is universal from the standpoint of varying the geometry and dimensions of the designed three-phase induction motor. It uses a minimum of input information in a digital form, representing the design of the whole three-phase induction motor and its fragments. A general structure of the Lua script is given, significant parts of its text, the graphic results of work's phases, as well as explanations of the program and instructions for its use are provided. Performance capabilities of the compiled Lua script on the example of the real 15 kW three-phase induction motor are presented.

Keywords: Finite Element Method Magnetics, program FEMM, three-phase induction motor, automated formation, graphical and physical models, Lua script.

Введение. Существуют программные продукты для численных расчетов магнитных полей (МП) различных электротехнических устройств. Программы позволяют учитывать достаточно точно реальную геометрию устройств и нелинейные магнитные свойства ферромагнитных сердечников. Среди таких продуктов широкое распространение получила программа FEMM [1], основанная на методе конечных элементов и ориентированная на расчет двухмерных МП. Этого достаточно для электрических машин (ЭМ) классической конструкции, имеющих практически плоскопараллельное МП в пределах аксиальной длины их активной части.

Программа FEMM для расчета МП уже не требует от пользователя разработки каких-либо математических моделей – формул и систем уравнений. Достаточно следовать прилагаемым инструкциям при построении *геометрических моделей*, отображающих конструкцию ЭМ, и *физических моделей*, отображающих физические свойства материалов и токовые параметры обмоток и постоянных магнитов. Надо следовать инструкциям и при извлечении результатов расчета МП и их использовании.

При эксплуатации программы FEMM обусловленные действия выполнялись и еще выполняются вручную. Наибольшее время расчетчики тратят на формирование геометрических и физических моделей и извлечение получаемых результатов расчетов, а также на преобразование их в форму, пригодную для дальнейшего использования в процессе проектирования и исследования ЭМ.

Проблемы затрат времени расчетчиков становятся еще более серьезными при многовариантных расчетах МП и электромагнитных параметров ЭМ, в случаях варьирования их геометрией, размерами, токами, положением подвижных частей.

Обусловленные проблемы можно преодолеть автоматизацией построения геометрических и физических моделей ЭМ, управления расчетом и перебора параметров, а также извлечения, обработки и приведения в необходимую форму результатов. Такие возможности пользователям программы FEMM предоставляет интегрированный в нее алгоритмический язык Lua. И задача теперь заключается в написании соответствующего комплекса программ (*скриптов*). Эта задача является весьма сложной, так как требует владения знаниями в областях ЭМ, программирования и теории МП. Но эта задача вполне оправдана, так как программа пишется один раз, а используется множество раз и любым количеством пользователей.

Для обеспечения высокой эффективности расчетов МП и электромагнитных параметров в среде FEMM автором разработан комплекс скриптов Lua для турбогенераторов [2-4]. Эти программы позволяют многократно повысить производительность расчетчиков и при этом еще обеспечить возможность получения таких параметров и характеристик ТАД, которые практически невозможно получить в

© В. И. Милых, 2017

«ручном» режиме работы с программой FEMM. На основе этих скриптов можно уже более легко разрабатывать аналогичные программные продукты для других ЭМ.

Целью данной работы является представление принципов составления скрипта Lua для автоматизированного формирования геометрической и физической моделей трехфазных асинхронных двигателей (ТАД) – наиболее распространенных и ответственных представителей семейства ЭМ [5].

Требованиями к такой программе является ее универсальность с точки зрения возможного варьирования геометрией и размерами проектируемых ТАД – при минимуме вводимой исходной информации – и только в числовой форме.

Расчетная модель ТАД.

Для иллюстраций к программе взят четырехполюсный ТАД с короткозамкнутой обмоткой ротора мощностью 15 кВт, проектные параметры которого есть в [6]. Он рассчитан на номинальные фазные напряжение U_{sN}=220 В и ток статора I_{sN}=29 А при частоте f_s=50 Гц. Пазы ротора выполняются закрытыми с перемычкой, без скоса; обмотка статора однослойная, диаметральная, распределенная, что характерно для ТАД определенного уровня мощности. Ряд параметров данного ТАД, необходимых для формирования его расчетной модели, приводится далее в файле исходных данных для скрипта Lua.

Для реализации в программе FEMM модель электромагнитной системы ТАД в его поперечном сечении выглядит как на рис. 1. Здесь различной штриховкой проводников в пазах статора показаны фазные зоны обмотки статора A–A', B–B' и C–C', идентифицированные обозначениями мгновенных значений фазных токов i_{sA}, i_{sB} и i_{sC}.

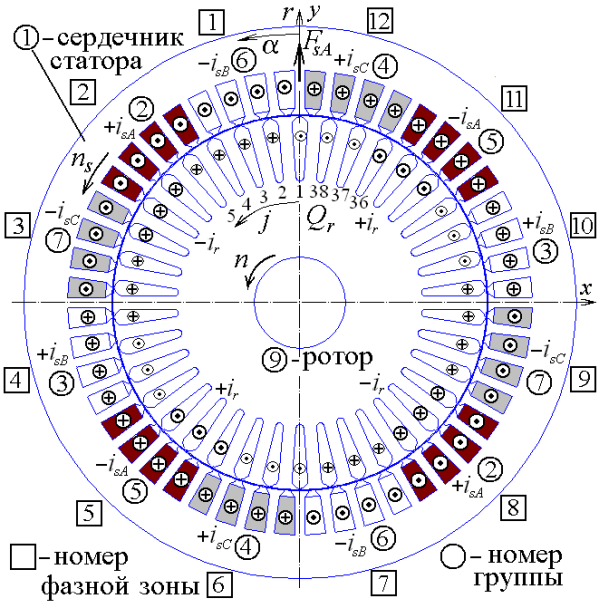


Рис. 1 – Расчетная модель электромагнитной системы ТАД в его поперечном сечении

При построениях моделей ТАД в скриптах Lua используется прямоугольная система координат x, y, а также полярные координаты r, α. Угловая координата α отсчитывается от оси y и направлена в сторону вращения МП – по стрелке с символом n_s.

В обмотке статора подразумевается симметричная трехфазная система фазных токов:

$$i_{sA} = I_{ms}\cos(\omega_s t)\,;$$
$$i_{sB} = I_{ms}\cos(\omega_s t - \tfrac{2}{3}\pi)\,; \qquad (1)$$
$$i_{sC} = I_{ms}\cos(\omega_s t + \tfrac{2}{3}\pi)\,,$$

где t – время; I_{ms} – амплитуда, ω_s – угловая частота.

В начальный момент времени ток в фазной обмотке A равен амплитудному значению $i_{sA}=I_{ms}$, в B и C – $i_{sB}=i_{sC}=-0{,}5I_{ms}$. В пазах статора на рис.1 показаны соответствующие направления фазных токов, знаки + и – перед их символами должны быть еще добавлены к их мгновенным значениям.

Принято, что МДС F_{sA} фазной обмотки A на полюсном делении вверху ориентирована по оси y. Так фиксируются фазные обмотки и, соответственно, сердечник статора, поэтому его верхний зубец расположен по вертикальной оси, фазные зоны конструктивно симметричны относительно этой оси, а по направлениям токов – асимметричны. Все остальное занимает свои позиции автоматически в зависимости от значения числа пар полюсов p, которое может быть любым.

Угловая позиция ротора может быть произвольной, а его пронумерованные пазы фиксируются заданием координаты первого паза α_{r1}, ближайшего к вертикальной оси, и сдвинуты друг от друга на угол α_{rn}=360°/Q_r, где Q_r – число пазов ротора.

Определение тока ротора в режиме номинальной нагрузки. Важным аспектом подготовительной работы к расчету МП в ТАД является определение значений токов обмотки ротора, а также их фазового сдвига α_{sr} по отношению к токам обмотки статора, которые уже заданы с обобщенной нулевой начальной фазой (1). Это возможно при учете проектных данных ТАД с использованием векторной диаграммы, что подробно представлено в [7]. На основе этого в краткой форме представим функцию многофазной системы мгновенных значений токов в стержнях короткозамкнутого ротора, а именно:

$$i_{rk} = I_{mr}\sin\left\{p\left[(k-1)\alpha_{rn} + \alpha_{sr} + \alpha_{r1}\right]\right\}\,, \qquad (2)$$

где k=1, 2,…,Q_r – номер паза соответственно рис.1; $I_{mr} = \sqrt{2}\,I_r$ – амплитуда фазного тока ротора.

Действующее значение фазного тока ротора I_r и фазовый сдвиг α_{sr} для (2) берутся непосредственно из проектных данных [6] или определяются на их основе по методике, изложенной в [7, 8]. Так, для рассматриваемого ТАД I_r=440 А и α_{sr}=-83°, причем отрицательное значение угла дает отставание «волны» токов ротора (2) от «волны» токов статора (1).

Общая характеристика скрипта Lua

Lua – это быстрый, легкий и удобный скриптовый язык программирования, который создавался для программирования баз данных. Простой синтаксис и легкость встраивания Lua в другие программы обеспечили Lua широкое распространение. Реализация Lua имеет отдельно компилятор из

исходного языка в выполняемый код и виртуальную машину для выполнения сгенерированного кода. Lua являет собой язык с динамическим определением типов данных. Переменные языка могут содержать значение любого типа. Все значения в Lua могут храниться в переменных, использоваться в качестве аргументов при вызове функций и возвращаться в виде результата их выполнения. Lua являет собой ядро языка, которое можно встраивать в прикладную программу, например, в FEMM.

Тексты файлов скриптов и файлов данных можно писать в редакторе *Блокнот*. В строках этих файлов все после двойного дефиса (--) программа воспринимает как комментарии и для работы не использует.

В скриптах базовой является команда задания параметров новой *Задачи*: ее тип (МП или иное), единицы измерения размеров, активная длина по аксиальной оси, тип координат, точность и т.д.

Построение геометрических моделей посредством Lua основано на командах расстановки *узлов* – координатных точек (*x*,*y*). На их основе своими командами строятся *прямые отрезки* и *дуги*. В образующихся замкнутых подобластях – *блоках* ставятся их метки, через которые им приписываются физические свойства. Они задаются отдельными командами, в которых указываются все необходимые параметры материалов, токов, треугольников конечно-элемент-ной структуры и др. Есть также свои команды для выбора и расстановки *граничных условий*.

Перечисленные выше объекты можно объединять в нумерованные *группы*, чтобы оперировать со всеми объектами группы сразу. На рис. 1 в кружочках даны принятые номера групп: 1 – сердечник статора, 2, 5, 3, 6, 4, 7 – токовые структуры в фазных зонах обмотки статора $+i_{sA}$, $-i_{sA}$, $+i_{sB}$, $-i_{sB}$, $+i_{sC}$, $-i_{sC}$, соответственно. Все элементы ротора объединены в общую группу с номером 9 (для поворотов ротора в других программах).

Не вошедшие в перечень объекты остаются в нулевой группе, а номер 8 является резервным.

Lua, как и другие языки программирования, позволяет создавать функции, оперировать с циклами, условными операторами, делать вычисления по формулам, стандартным функциям, например: *abs* – абсолютное значение; *sqrt* – корень квадратный; *sin*, *cos*, *tan*, *acos*, *atan* – синус, косинус, тангенс, арккосинус, арктангенс и др., *Pi* – число π.

Для тригонометрических функций углы надо задавать в радианах, а при построении геометрических объектов Lua оперирует углами в градусах.

Скрипты запускаются из рабочего окна в FEMM «кнопкой» *Open Lua Script* в меню *File*.

Приведем часто встречающиеся команды, в которых (*x*,*y*), (*x*1,*y*1) и (*x*2,*y*2) – координаты узлов:

1) добавление:

mi_addnode(*x*,*y*) – узел;

mi_addsegment(*x*1,*y*1,*x*2,*y*2) – отрезок между узлами;

mi_addarc(*x*1,*y*1,*x*2,*y*2,*angle*,*maxseg*) – дуга между узлами с опорным углом '*angle*' из угловых сегментов размером '*maxseg*';

mi_addblocklabel(*x*,*y*) – ярлык блока;

2) выбор ближайших к точке (*x*,*y*) объектов:

mi_selectnode(*x*,*y*) – узел;

mi_selectsegment(*x*,*y*) – отрезок;

mi_selectarcsegment(*x*,*y*) – дуга;

mi_selectlabel(*x*,*y*) – ярлык блока;

mi_selectgroup(*n*) – *n*-ая группа;

3) копирование:

mi_mirror(*x*1,*y*1,*x*2,*y*2,*edit*) – выбранных объектов относительно линии, проходящей через точки (*x*1,*y*1) и (*x*2,*y*2), где *edit* – действие редактирования: 0 – для узлов, 1 – отрезков, 2 – дуг, 3 – меток, 4 – групп;

mi_copyrotate(*bx*, *by*, *angle*, *copies*, *edit*), где *copies* – столько раз с поворотом на угол *angle* относительно базовой точки *bx*, *by*; *edit* – см. выше;

4) очистка выделения всех ранее выбранных объектов: *mi_clearselected*();

5) установка свойства материала и токов конкретной подобласти – блока:

mi_setblockprop("*blockname*", *automesh*, *meshsize*, "*incircuit*", *magdir*, *group*, *turns*), где "*blockname*" – имя ярлыка для магнитных свойств блока, *automesh* – выбор способа триангуляции конечных элементов, *meshsize* – ограничивающий размер элемента, "*incircuit*" – символ тока, *magdir* – направление намагничивания, *group* – номер группы, *turns* – число эффективных проводников с током.

Оператор чтения read(f_d, "*n", "*l") из очередной строки файла данных берет значения стольких числовых или строковых данных, сколько раз в нем фигурирует опция "*n", а опцией "*l" будет сделан перевод на новую строку, т.е. оставшийся в строке любой текст игнорируется и используется расчетчиком как комментарий (здесь его принято отделять символом :).

Оператор write записывает данные в файл результатов, в нем опция "\r\n" дает переход на новую строку, а символ %6.3f является форматом (format) числа, т.е. в данном примере под число выделяется 6 позиций, в том числе 3 – под дробную часть.

Более полный набор команд и процедур находится в приложении к программе FEMM [1].

Конструкторская расчетная модель ТАД показана на рис. 2.

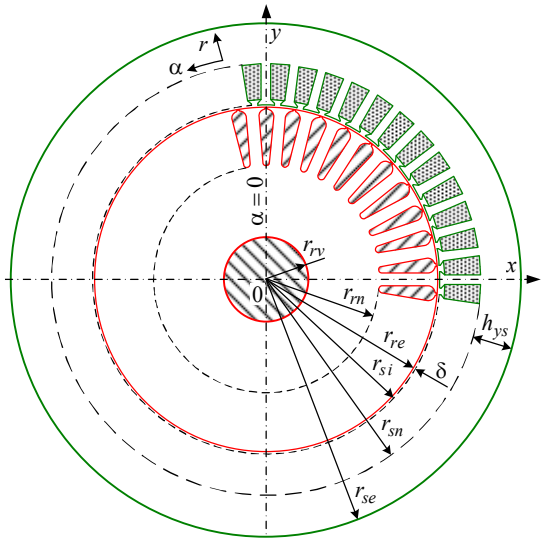


Рис. 2 – Конструкторская расчетная модель ТАД

Представим исходные параметры ТАД, задаваемые в файле данных для полного формирования геометрической и физической моделей ТАД.

К исходными схемно-конструктивным параметрам ТАД (рис. 2) относятся:

p, m_s – числа пар полюсов и фаз;

l_a – активная длина статора и ротора;

k_{Fe} – коэффициент заполнения сердечников сталью;

r_v, r_{re}, r_{si} – радиусы окружностей вала и по поверхностям сердечников ротора и расточки статора;

h_{ys} –высота спинки сердечника статора;

Q_r, Q_s, N_s, a_s – числа пазов ротора и статора, последовательных витков и параллельных ветвей фазной обмотки статора;

I_s, I_r, α_{sr} – действующие значения фазных токов статора и ротора, а также упоминавшийся в (2) пространственный угол сдвига «волн» этих токов.

Детализации требуют зубцово-пазовые структуры статора и ротора. Принятые формы их пазов с обозначением минимума размеров и опорных точек представлены на рис. 3 и рис. 4.

Для паза статора на рис. 3 обозначено:

h_{s1}, b_{s1} – высота и ширина шлица;

h_s, b_{s2}, b_{s3} – высота и две ширины паза.

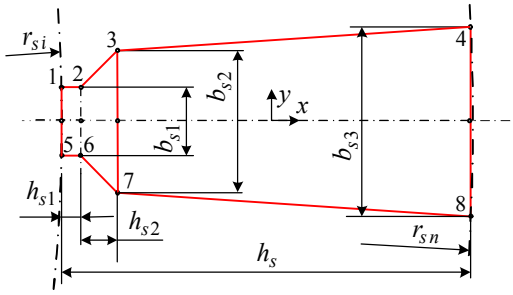


Рис. 3 – Конструкция паза статора

Для паза ротора на рис. 4 приняты обозначения:

h_r, h_{r0} – высота паза и толщина перемычки (при h_{r0}=0 перемычка отсутствует и паз полуоткрытый);

h_{r1}, b_{r1} – высота и ширина шлица;

r_{r1}, r_{r2}, h_{r2} – радиусы образующих окружностей и расстояние между их центрами;

α_{r1} – угол поворота 1-го паза ротора от оси y.

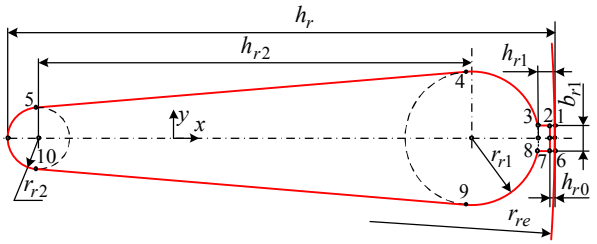


Рис. 4 – Конструкция паза ротора

На основе представленных исходных данных в программе вычисляется целый ряд дополнительных параметров геометрической модели ТАД:

$r_{se}=r_{si}+h_s+h_{ys}$ – радиус статора внешний;

r_{sn}=sqrt(x^2+y^2) – радиус по углам дна пазов статора, где $x=r_{si}+h_s$, $y=b_{s3}/2$;

$h_{yr}=r_{re}-h_r-r_{rv}$ – высота спинки сердечника ротора;

$\delta=r_{si}-r_{re}$; $r_d=r_{re}+\delta/2$ – воздушный зазор (потом будет *delta*) и его средний радиус;

$t_s=2\pi\cdot r_{si}/Q_s$; $t_r=2\pi\cdot r_{re}/Q_r$ – зубцово-пазовые шаги по расточке статора и по поверхности ротора, мм;

$t_{sa}=360/Q_s$; $t_{ra}=360/Q_r$ – эти же зубцово-пазовые шаги статора и ротора, но в градусах;

$t_p=Q_s/(2p)$ – полюсный шаг (деление);

$q_{sp}=t_p/m_s$ – число пазов на полюс и фазу;

$N_{cs}=N_s/(p\cdot q_{sp})$ – число эффективных проводников в пазу статора.

Пазы статора и ротора строятся по координатам узловых точек (реперные точки), пронумерованных на рис. 3 и рис. 4. Для определения этих координат пазы повторены на рис. 5 и рис. 6 с добавлением необходимых обозначений размеров и углов.

Координатные размеры элементов паза статора (рис. 5) вычисляются по формулам: $y_a=b_{s1}/2$; $y_b=b_{s2}/2$; $y_c=b_{s3}/2$; $x_a=\sqrt{r_{si}^2-y_a^2}$; $x_b=x_a+h_{s1}$; $x_d=\sqrt{r_{sn}^2-y_c^2}$; $x_c=x_b+h_{s2}$; центральные угловые размеры $u_1=arctg(y_a/x_a)$; $u_5=t_{sa}/2-u_1$ и дополнительно – угол наконечника зубца $u_{59}=t_{sa}-2\cdot u_1$.

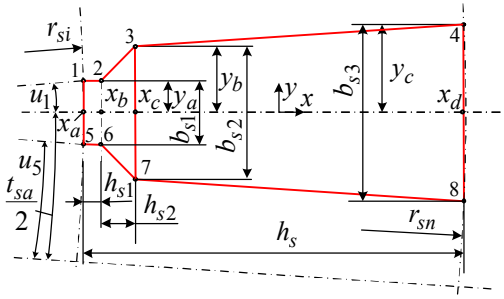


Рис. 5 – Паз статора с обозначением размеров, реперных точек и их координат

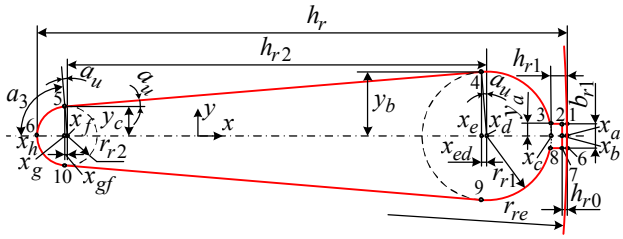


Рис. 6 – Паз ротора с обозначением размеров, реперных точек и их координат

Координатные и угловые размеры элементов паза ротора (рис. 6) вычисляются по формулам с учетом дополнительных обозначений на рис. 7: $y_a=b_{r1}/2$;;

$$\alpha_u=\mathrm{arctg}\frac{r_{r1}-r_{r2}}{\sqrt{h_{r2}^2-(r_{r1}-r_{r2})^2}};\qquad \alpha_1=\mathrm{arctg}\frac{y_a}{\sqrt{r_{r1}^2-y_a^2}};$$

$$x_a=\sqrt{r_{re}^2-y_a^2};\qquad \alpha_2=90-\alpha_1+\alpha_u;\qquad \alpha_3=90-\alpha_u;$$

$$y_b=r_{r1}\cos\alpha_u;\qquad x_{ed}=r_{r1}\sin\alpha_u;\qquad y_c=r_{r2}\cos\alpha_u;$$

$$x_{gf}=r_{r2}\sin\alpha_u;\qquad \alpha_0=\mathrm{arctg}\frac{y_a}{x_a};\qquad \alpha_6=\frac{t_{ra}}{2}-\alpha_0;$$

координаты точки 6 (рис. 7, *б*): $x_6=r_{re}\sin\alpha_6$; $y_6=r_{re}\cos\alpha_6$.

Угол поворота из позиции, изображенной на рис. 7, *а*, в позицию на рис. 1: $a_{tr}=90°-0{,}5t_{ra}+a_{r1}$.

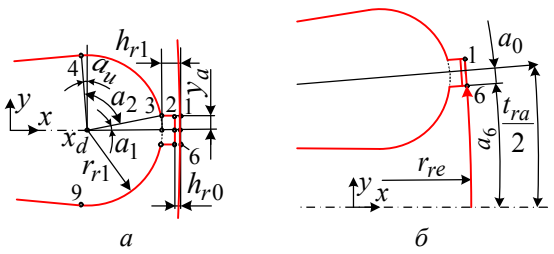


Рис. 7 – Верхняя часть паза ротора

Далее в тексте используемые величины обозначены так, как это требуют правила идентификации в скрипте Lua. При этом шрифт становится прямым и индексы поднимаются до уровня основного символа.

Магнитные свойства сердечников ТАД представляются кривыми намагничивания – зависимостями магнитной индукции от напряженности магнитного поля: $B(H)$. Эти кривые вводятся в программу FEMM числовыми массивами (по сути – таблицами), а затем используются программой автоматически.

В ТАД используются две кривые намагничивания: для спинок сердечников и для их зубцов. Условные имена кривых предварительно вводятся из файла исходных данных, также как и имена соответствующих им файлов, откуда берутся массивы кривых намагничивания. Для имен кривых и файлов приняты (произвольно) следующие обозначения:

Sty – имя стали для спинок сердечников;
bhy – имя файла с кривой намагничивания для Sty;
Stz – имя стали для зубцов сердечников;
bhz – имя файла с кривой намагничивания для Stz.

Для сформированной расчетной модели ТАД проводится тестовый расчет его МП в режиме нагрузки и определяется электромагнитный момент.

Управление конечно-элементной структурой расчетной модели ТАД.

Расчет МП методом конечных элементов проводится на конечно-элементной (сеточной) структуре, которая генерируется программой FEMM автоматически. Грубая (с крупными треугольниками) структура приводит к расчетным погрешностям, излишне детализированная структура сопряжена с затягиванием времени расчета МП.

Для варьирования этой структурой между этапами предварительных пробных расчетов и уточненных итоговых расчетов вводятся следующие максимально допустимые размеры сторон треугольников: fe1 – в зазоре, fe2 – в ярме статора, fe3 – в зубцах статора, fe4 – в пазах статора, fe5 – в пазах ротора, fe6 – в зубцах ротора, fe7 – в ярме ротора.

Структура программы построения геометрической и физической моделей ТАД.

Представляемый ниже алгоритм построения моделей ТАД по сути является последовательным. В нем выделены основные логические части программы, выполняемые друг за другом. Аналогичные названия действий можно найти затем и в программе в виде комментариев. Но в программе есть еще много промежуточных комментариев, которые поясняют локальные действия внутри условно выделенных логических частей в представляемом перечне:

1. Задание имени файла исходных данных.
2. Открытие внешнего файла и чтение из него данных.
3. Организация файла результатов расчета.
4. Назначение имени геометрической модели.
5. Расчет дополнительных параметров на основе исходных данных.
6. Выдача исходных и дополнительных данных в файл результатов.
7. Создание файла для магнитной *Задачи* и задание ее параметров.
8. Организация файла .ftm для запоминания созданной модели ТАД.
9. Создание центральной точки и опорных точек для поверхности статора, создание этой поверхности.
10. Создание зубцово-пазовой структуры статора.
11. Создание зубцово-пазовой структуры ротора.
12. Создание окружности вала ротора.
13. Дорисовка вспомогательной окружности в роторе под его зубцами, объединяющей их в один блок.
14. Создание свойства материалов с магнитной проницаемостью воздуха.
15. Создание параметров сердечников – имен магнитных свойств.
16. Ввод кривых намагничивания сталей.
17. Подготовка фазных токов обмотки статора.
18. Подготовка параметров геометрической структуры обмотки статора.
19. Задание материала и токов в пазах фазных зон обмотки статора.
20. Задание материала и распределение токов в пазах ротора.
21. Задание магнитных свойств зазора.
22. Задание материала для ярма статора.
23. Задание материала для зубцов статора.
24. Задание материала для зубцов ротора.
25. Задание материала для ярма ротора.
26. Задание свойства материала вела ротора.
27. Создание и назначение граничных условий Дирихле на внешней поверхности сердечника статора.
28. Выполнение тестового расчета магнитного поля.
29. Переход к показу и извлечению результатов.
30. Тестовый расчет электромагнитного момента.

Файлы исходных данных для программы на скрипте Lua.

Файл исходных данных пишется, как и программа, в текстовом редакторе «*Блокнот*».

Этот файл начинается с двух строк комментариев, которые не участвуют в работе программы. Но эти строки при вводе информации главной программой должны быть «сняты» как текстовые строки.

В строках исходных данных для примера взяты числовые данные для обусловленного ТАД. И для главной программы вводятся и представляют интерес именно числа, либо текстовые обозначения в двойных кавычках (" ") соответствующих строковых данных. Все остальное, как отмечалось, программа воспринимает как комментарии и для работы не использует.

Единица измерения геометрических размеров должна быть такой, которая указана в задаваемой ин-

струкции для главного процессора программы FEMM – обычно принимаются миллиметры.

В следующем тексте файла данных содержатся все исходные параметры уже представленные выше, а потом – кривые намагничивания сталей).

Содержание файла данных для построения физико-геометрической модели ТАД

```
Файл данных для построения расчетной
модели ТАД программой LuaTAD_
"TAD_15_2" : name_TAD - имя модели ТАД
"08.03.2017" : data_dan - дата данных
"RezTAD_15_2" : name_rez - файл резуль-
татов
29 : Is - фазный ток статора, А
440 : Ir - фазный ток ротора, А
82.55 : asr - угол сдвига токов, град
50 : fs - частота тока статора
2 : p - число пар полюсов
3 : ms - число фаз обмотки статора
130 : la -активная длина статора
1 : as -число парал. ветвей обм.статора
48 : Qs - число пазов статора
112 : Ns - число витков фазы статора
92.5 : rsi - радиус расточки статора
21.7 : hys - высота спинки статора
21.8 м hs - высота паза статора
1 : hs1 - высота шлица паза статора
2 : hs2 - высота скошеной части паза
3.7 : bs1 - ширина шлица паза статора
7.7 : bs2 - ширина узкой части паза
10.2 : bs3 - ширина широкой части паза
38 : Qr - число пазов ротора
92 : rre - радиус ротора внешний
22.5 : rrv - радиус вала
32 : hr - высота паза ротора
0.7 : hr1 - высота шлица паза ротора
0.3 : hr0 - высота перемычки паза рот.
25.3 : hr2 -высота между центрами паза
1.5 : br1 - ширина шлица паза ротора
3.9 : rr1 - 1-ый радиус паза ротора
1.9 : rr2 - 2-ой радиус паза ротора
0 : ar1 - угол 1-го паза рот. от оси y
0.97 : kFe -коэфф.заполнен.сердечников
"Sty" : Sty - имя стали спинок сердеч.
"2013y" : bhy - имя файла с кривой Sty
"Stz" : Stz - имя стали зубцов сердеч.
"2013z" : bhz - имя файла с кривой Stz
0.1 : fe1 -макс.разм.треугольн зазора
5   : fe2 - в ярме статора
1.5 : fe3 - в зубцах статора
1.5 : fe4 - в пазах статора
1.5 : fe5 - в пазах ротора
1.5 : fe6 - в зубцах ротора
5   : fe7 - в ярме ротора
```

Файлы данных с кривыми намагничивания

Каждая из упомянутых выше кривых намагничивания вводится числовым массивом парами чисел: магнитная индукция – напряженность магнитного поля. Числовые данные предваряются заголовком-комментарием, который при вводе информации главной программой должен быть «снят».

Далее приводятся числовые данные файлов с представленными выше именами: "bhy" – для ярма и "bhz" – для зубцов сердечников, выполненных из электротехнической стали марки 2013.

```
Сталь 2013 ярма: B-H (Тл,А/м) - bhy
0.40  60 0.80 124  0.85 138  0.90 152
0.95 168  1.00 185  1.05 203  1.10 221
1.15 241  1.20 262  1.25 289  1.30 320
1.35 357  1.40 400  1.45 450  1.50 520
1.55 630  1.60 750  1.65 940  1.70 1150
1.75 1500  1.80 2000  1.85 2810  1.90
4070  1.95 6300  2.00 9190  2.05 14390
2.10  23000   2.15  45000   2.20  80000
2.25 117000  2.30 155000  0 0
```

```
Сталь 2013 зубцов: B-H (Тл,А/м) - bhz
0.20 60  0.40 124  0.45 138  0.50 154
0.55 171  0.60 188  0.65 205  0.70 223
0.75 240  0.80 256  0.85 271  0.90 286
0.95 304  1.00 324  1.05 346  1.10 370
1.15 396  1.20 424  1.25 455  1.30 486
1.35 533  1.40 586  1.45 646  1.50 709
1.55 777  1.60 850  1.65 990  1.70 1150
1.75 1330  1.80 1520  1.85 1770  1.90
2200  1.95 2890  2.00 3400  2.05 4400
2.10 5500  2.15 7100  2.20 9100  2.25
12000   2.30 15000   2.35 23000   2.40
45000   2.45 80000   2.50 117000   2.55
155000  0 0
```

Нулевую начальную точку кривых намагничивания программа FEMM добавляет сама, а нули в конце файлов воспринимаются программой как конец вводимого массива кривой намагничивания.

Программная реализация расчетной модели ТАД на скрипте Lua

Далее приводится полный текст программы, которая после ее вызова в среде FEMM формирует геометрическую и физическую модели ТАД и запускает программу FEMM на пробный тестовый расчет МП.

Строки программы, начинающиеся с двойного дефиса --, как уже отмечалось, являются свободными комментариями и никак не влияют на работу программы. Эти комментарии объясняют суть выполняемых действий в остальных – командных и вычислительных строках.

По ходу представляемого далее листинга программы вставлены рисунки, показывающие результат выполнения тех или иных команд и процедур на данный момент ее работы. В программе используется нумерация точек пазов статора и ротора, представленная на рис. 3 – рис. 7.

```
pause() --пауза перед началом работы
name_prog=" LuaTAD_MC" --имя программы
data_prog=" 02.03.2017" --дата версии
--Задание файла исходных данных
f_d=prompt("Введите имя файла с данными
=> DanTAD_PN_p")
--Открытие файла данных
f_d = openfile(f_d .. ".txt","r")
--Считывание двух строк заголовка в нем
for i=1,2 do str = read(f_d,"*l") end
gr=Pi/180 --коэф.из градусов в радианы
--Ввод данных из файла f_d
name_TAD=read(f_d,"*n","*l") --имя ТАД
data_dan=read(f_d,"*n","*l") --дата
name_rez=read(f_d,"*n","*l") --файл
рез.
Is=read(f_d,"*n","*l") --ток статора
Ir=read(f_d,"*n","*l") --ток ротора
asr=read(f_d,"*n","*l") --угол сдвига
fs=read(f_d,"*n","*l") --частота
p=read(f_d,"*n","*l") --числ.пар полюс.
ms=read(f_d,"*n","*l") --числ.фаз стат.
```

```
la=read(f_d,"*n","*l") --активная длина
--Параметры и размеры сердечн. статора
as=read(f_d,"*n","*l") --чис.парал.вет.
Qs=read(f_d,"*n","*l") --чис.паз.стат.
Ns=read(f_d,"*n","*l") --чис.вит.стат.
rsi= read(f_d,"*n","*l") --радиус раст.
hys=read(f_d,"*n","*l") --высота спинки
hs =read(f_d,"*n","*l") --высота паза
hs1=read(f_d,"*n","*l") --высота шлица
hs2 = read(f_d,"*n","*l") --высота
--скошеной части паза статора
bs1=read(f_d,"*n","*l") --ширина шлица
--Ширина узкой и широкой частей паза
bs2=read(f_d,"*n","*l")
bs3=read(f_d,"*n","*l")
--Параметры и размеры сердечн. ротора
Qr=read(f_d,"*n","*l") --числ.паз.рот.
rre=read(f_d,"*n","*l") --радиус внеш.
rrv=read(f_d,"*n","*l") --радиус вала
hr=read(f_d,"*n","*l") --высота паза
hr1=read(f_d,"*n","*l") --высота шлица
hr0=read(f_d,"*n","*l") --выс.перемычки
hr2=read(f_d,"*n","*l") --меж. центров
br1=read(f_d,"*n","*l") --ширина шлица
rr1= read(f_d,"*n","*l") --1-ый радиус
rr2= read(f_d,"*n","*l") --2-ой радиус
ar1=read(f_d,"*n","*l") --угол 1-го па-
за
kFe=read(f_d,"*n","*l") --коэф.заполн.
Sty=read(f_d,"*n","*l") --сталь спинок
bhy=read(f_d,"*n","*l") --файл для Sty
Stz=read(f_d,"*n","*l") --сталь зубцов
bhz=read(f_d,"*n","*l") --файл для Stz
--Максимальные размеры треугольников
fe1=read(f_d,"*n","*l") -- в зазоре
fe2=read(f_d,"*n","*l") --в ярме стат.
fe3=read(f_d,"*n","*l") --зубц.статора
fe4=read(f_d,"*n","*l") --пазы статора
fe5=read(f_d,"*n","*l") --пазы ротора
fe6=read(f_d,"*n","*l") --зубцы ротора
fe7=read(f_d,"*n","*l") --ярмо ротора
closefile(f_d) --закрытие файла данных
-- Досчет геометрических параметров
rse=rsi+hs+hys --радиус стат. внешний
--Радиус по углам дна пазов статора
x=rsi+hs y=bs3/2 rsn=sqrt(x*x+y*y)
hyr=rre-hr-rrv --высота спин.серд.рот.
delta=rsi-rre --воздушный зазор
rd=rre+delta/2 --его средний радиус
--Пазовые шаги статора и ротора,мм
ts =2*Pi*rsi/Qs  tr=2*Pi*rre/Qr
--Пазовые шаги статора и ротора,град.
tsa =360/Qs   tra=360/Qr
tp=Qs/(2*p) --полюсный шаг
qsp=tp/ms --число пазов на полюс и фазу
Ncs=Ns/(p*qsp) --число эффективных
      --проводников в пазу статора
--Организация файла результатов
writeto(name_rez) --name_rez - имя
--Имя геометрич. модели ТАД - тип fem
geom_mod="Fe_Md_"..name_TAD..".fem"
--Выдача данных в файл name_rez
write("ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ТАД"
..name_TAD.." от "..data_dan,"\r\n")
write(" Программа ",name_prog," от ",
data_prog,"\r\n")
write(format(" Is=%5.1f",Is),
 format(" Ir=%5.1f",Ir),
 format(" asr=%6.2f",asr),"\r\n")
write(format(" p=%1.0f",p),
 format(" Qs=%3.0f",Qs),
 format(" Qr=%3.0f",Qr),
 format(" ms=%1.0f",ms),
 format(" qsp=%1.0f",qsp),
 format(" tp=%2.0f",tp),"\r\n")
write(format(" Ns=%2.0f",Ns),
 format(" Ncs=%2.0f",Ncs),
 format(" as=%2.0f",as),"\r\n")
write(format(" la=%3.0f",la),
 format(" delta=%4.2f",delta),
 format(" rd=%6.2f",rd),"\r\n")
write(format(" rrv=%6.2f",rrv),
 format(" rre=%6.2f",rre),
 format(" rsi=%6.2f",rsi),
 format(" rsn=%6.2f",rsn),
 format(" rse=%6.2f",rse),
 format(" kFe=%6.3f",kFe),"\r\n")
write(format(" hys=%5.1f",hys),
 format(" hs=%6.2f",hs),
 format(" hs1=%4.1f",hs1),
 format(" hs2=%4.2f",hs2),
 format(" bs1=%4.1f",bs1),
 format(" bs2=%4.2f",bs2),
 format(" bs3=%4.2f",bs3),"\r\n")
write(format(" hr=%6.2f",hr),
 format(" hr1=%4.1f",hr1),
 format(" hr0=%4.1f",hr0),
 format(" hyr=%5.1f",hyr),
 format(" hr2=%5.2f",hr2),"\r\n")
write(format(" br1= %4.1f",br1),
 format(" rr1= %4.1f",rr1),
 format(" rr2= %4.1f",rr2),"\r\n")
write(format(" ar1=%5.2f",ar1),
 format(" tr=%5.2f",tr),
 format(" ts=%5.2f",ts),
 format(" tra=%5.2f",tra),
 format(" tsa=%5.2f",tsa),"\r\n")
write(" Сталь спинок сердечников ",Sty,
" по кривой намагнич.",bhy,"\r\n")
write(" Сталь зубцов сердечников ",Stz,
" по кривой намагнич.",bhz,"\r\n")
-- НАЧИНАЕТСЯ РАБОТА ПРОГРАММЫ FEMM
--Создание документа магнитной задачи
Start_date=date()  create(0)
--Задание параметров задачи
mi_probdef(0, "millimeters", "planar",
1E-8, la)
--Организация файла FEMM с именем
--geom_mod для сохранение модели ТАД
mi_saveas(geom_mod)
  ----------------------------------
--ФОРМИРОВАНИЕ ГЕМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТАД
--Внешняя поверхность сердечн. статора
--Точки центра, верха и низа окружности
mi_addnode(0,0)
mi_addnode(0,rse)  mi_addnode(0,-rse)
-- Дуги поверхности статора
m_seg=5 --размер сегмента дуг, градусы
--Левая и правая полуокружности
mi_addarc(0,rse,0,-rse,180,m_seg)
mi_addarc(0,-rse,0,rse,180,m_seg)
--Создание граничных условий Дирихле
mi_addboundprop("A=0",0,0,0,0,0,0,0,0)
--Выделение дуг и задание условия
--Дирихле на поверхности сердечн. стат.
mi_selectarcsegment(rse,0)
mi_selectarcsegment(-rse,0)
mi_setarcsegmentprop(m_seg,"A=0",0,0)
```

```
mi_clearselected() --снимаем выделение
 ------------------------------------
--Создание зубцово-пазового слоя
--статора и объединение его в группу 1
--Координатные размеры элементов паза
--статора (смотри рис. 3 и 5)
ya=bs1/2 yb=bs2/2 yc=bs3/2
xa=sqrt(rsi^2-ya^2) xb=xa+hs1 xc=xb+hs2
xd=xa+hs
--Ставятся точки от 1 до 4
mi_addnode(xa,ya) mi_addnode(xb,ya)
mi_addnode(xc,yb) mi_addnode(xd,yc)
--Проводятся линии между этими точками
mi_addsegment(xa,ya,xb,ya)
mi_addsegment(xb,ya,xc,yb)
mi_addsegment(xc,yb,xd,yc)
--Размечаются эти точки и линии
mi_selectnode(xa,ya)
mi_selectnode(xb,ya)
mi_selectnode(xc,yb)
mi_selectnode(xd,yc)
x=(xa+xb)/2 mi_selectsegment(x,ya)
x=(xb+xc)/2 y=(ya+yb)/2
mi_selectsegment(x,y) x=(xc+xd)/2
y=(yb+yc)/2 mi_selectsegment(x,y)
--Назначение точкам и линиям группы 1
mi_setnodeprop(" ",1) --точки
mi_setsegmentprop(" "," ",1,0,1) --
линия
mi_clearselected()   --Рис. 8, а
```

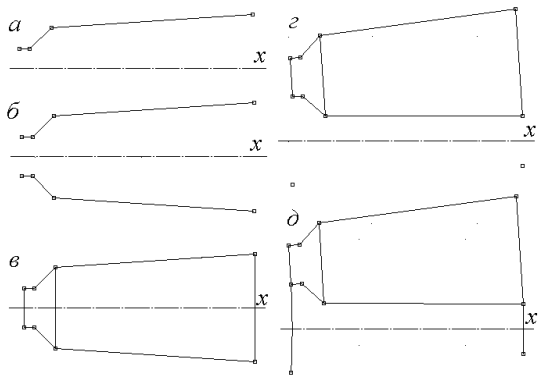


Рис. 8 – Шаги построения паза статора

```
--Выделение полученной стенки паза
--и ее отображение симметрично оси x
mi_selectgroup(1)
mi_mirror(0,0,rse,0,4)
mi_clearselected()  --Рис. 8, б
--Проведение и разметка линий 1-5, 3-7
-- и 4-8 и назначение им группы 1
mi_addsegment(xa,ya,xa,-ya)
mi_addsegment(xc,yb,xc,-yb)
mi_addsegment(xd,yc,xd,-yc)
mi_selectsegment(xa,0)
mi_selectsegment(xc,0)
mi_selectsegment(xd,0)
mi_setsegmentprop(" "," ",1,0,1)
mi_clearselected()  --Рис. 8, в
--Выделение и поворот паза на
--ползубц. шага вверх над осью x
mi_selectgroup(1)
mi_moverotate(0,0,tsa/2,4)
--Определение координат тчк 5, 8 и
--копия их под ось x -это тчк. 9, 10
u5=0.5*tsa*gr-atan(ya/xa)
x5=rsi*cos(u5)  y5=rsi*sin(u5)
u8=0.5*tsa*gr-atan(yc/xd)
x8=rsn*cos(u8)  y8=rsn*sin(u8)
mi_selectnode(x5,y5)
mi_selectnode(x8,y8)
mi_mirror(0,0,rse,0,0)
--Рис. 8, г
--Проводим дуги между тчк 5-9 и 8-10
m_seg=1 ua=2*u5/gr ub=2*u8/gr
mi_addarc(x5,-y5,x5,y5,ua,m_seg)
mi_addarc(x8,-y8,x8,y8,ub,m_seg)
--Выделение дуг и назначение группы 1
mi_selectarcsegment(rsi,0)
mi_selectarcsegment(rsn,0)
mi_setarcsegmentprop(1," ", 0, 1)
mi_clearselected()
--Рис. 8, д
--Поворот зубцового деления по оси y
mi_selectgroup(1)
mi_moverotate(0,0,90,4)
--Копирование зубцов и получение полной
--зубцово-пазовой структуры статора
mi_selectgroup(1)
mi_copyrotate(0,0,tsa,(Qs-1),4)
 ------------------------------------
--Создание зубцово-пазового слоя
--ротора и объединение его в группу 9
--Координатные размеры паза ротора
--и его элементов (см. рис.4, 6, 7
y=rr1-rr2 x=sqrt(hr2^2-y^2)
au=atan(y/x) ya=br1/2
x=sqrt(rr1^2-ya^2)
a1=atan(ya/x) a2=90+(au-a1)/gr
a3=90-au/gr yb=rr1*cos(au)
yc=rr2*cos(au)
xa=sqrt(rre^2-ya^2) xb=xa-hr0 xc=xa-hr1
xed=rr1*sin(au) xgf=rr2*sin(au)
xh=xa-hr xf=xh+rr2 xg=xf-xgf xd=xf+hr2
xe=xd-xed
 --Ставятся точки от 1 до 6-ой
mi_addnode(xa,ya)
if hr0>1e-2 then mi_addnode(xb,ya) end
mi_addnode(xc,ya) mi_addnode(xe,yb)
mi_addnode(xg,yc) mi_addnode(xh,0)
--Проводятся линии между тчк 1-2-3, 4-5
if hr0>1e-2 then --если есть перемычка
mi_addsegment(xa,ya,xb,ya)
mi_addsegment(xb,ya,xc,ya)
else mi_addsegment(xa,ya,xc,ya) end
mi_addsegment(xe,yb,xg,yc)
--Проводятся дуги между тчк 3-4 и 5-6
m_seg=10 --размер сегмента дуг, градус
mi_addarc(xc,ya,xe,yb,a2,m_seg)
mi_addarc(xg,yc,xh,0,a3,m_seg)
--Размечаются точки от 1 до 6-ой
mi_selectnode(xa,ya)
if hr0>1e-2 then
mi_selectnode(xb,ya) end
mi_selectnode(xc,ya)
mi_selectnode(xe,yb)
mi_selectnode(xg,yc)
mi_selectnode(xh,0)
--Разметка линий между тчк 1-2-3, 4-5
if hr0>1e-2 then x=(xa+xb)/2
mi_selectsegment(x,ya) end
x=(xb+xc)/2 mi_selectsegment(x,ya)
x=(xe+xg)/2  y=(yb+yc)/2
mi_selectsegment(x,y)
--Разметка дуг между точками 3-4, 5-6
y=rr1*sin(Pi/4) x=xd+y
```

```
mi_selectarcsegment(x,y)
y=rr2*sin(Pi/4) x=xf-y
mi_selectarcsegment(x,y)
--Назнач. тчк, линиям и дугам группы 9
mi_setnodeprop(" ",9)
mi_setsegmentprop(" "," ", 1,0,9)
mi_setarcsegmentprop(m_seg, " ", 0, 9)
mi_clearselected()   --Рис. 9, а
--Выделение полученной стенки паза
--и отображение ее симметрично оси x
mi_selectgroup(9)
mi_mirror(0,0,rre,0,4)
 mi_clearselected()   --Рис. 9, б
--Проводятся и размечаются линия 2-7 и
--дуга 1-6 и им назначается группа 9
a0=2*atan(ya/xa)  m_seg=0.5
```

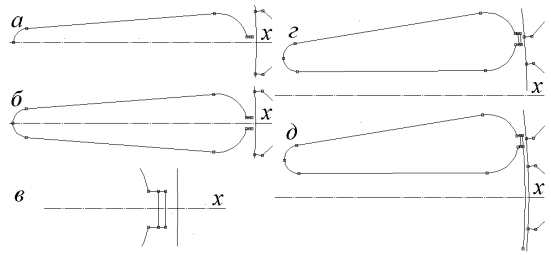


Рис. 9 – Шаги построения паза ротора

```
if hr0>1e-2 then --если есть перемычка
mi_addsegment(xb,ya,xb,-ya) end
mi_addarc(xa,-ya,xa,ya,a0,m_seg)
if hr0>1e-2 then
mi_selectsegment(xb,0) end
mi_selectarcsegment(rre,0)
if hr0>1e-2 then
mi_setsegmentprop(" "," ",1,0,9) end
mi_setarcsegmentprop(m_seg," ",0,9)
mi_clearselected()    --Рис. 9, в
--Выделение и поворот паза на
--ползубцового шага вверх над осью x
mi_selectgroup(9)
mi_moverotate(0,0,tra/2,4)
--Рис. 9, г
--Определение координат тчк 6 и копия
--ее под ось x - это тчк. 11
u6=tra*gr/2-atan(ya/xa) x6=rre*cos(u6)
y6=rre*sin(u6)  mi_addnode(x6,-y6)
--Проводим дугу между точками 6-11
m_seg=1  u=2*u6/gr
mi_addarc(x6,-y6,x6,y6,u,m_seg)
--Выделяем тчк. 11 и дугу окружности
-- и назначаем им группу 9
--Рис. 9, д
mi_selectnode(x6,-y6)
mi_selectarcsegment(rre,0)
mi_setnodeprop(" ",9)
mi_setarcsegmentprop(m_seg," ",0,9)
mi_clearselected()
--Зубцовое деление ротора ставится в
--плановую позицию первого паза
mi_selectgroup(9)  u=90-tra/2+ar1
mi_moverotate(0,0,u,4)
--Это деление копируется и получается
-- полная структура пазов ротора
mi_selectgroup(9)
mi_copyrotate(0,0,tra,(Qr-1),4)
  ------------------------------------
--Рисуем окружность вала ротора
--Точки верха и низа окружности
mi_addnode(0,rrv)  mi_addnode(0,-rrv)
m_seg=10
--Левая и правая полуокружности
mi_addarc(0,rrv,0,-rrv,180,m_seg)
mi_addarc(0,-rrv,0,rrv,180,m_seg)
--Рисуем окружность под пазами ротора
rrn=xh-rr2/3 --радиус окружности
--Точки верха и низа круга
mi_addnode(0,rrn)  mi_addnode(0,-rrn)
--Левая и правая полуокружности
mi_addarc(0,rrn,0,-rrn,180,m_seg)
mi_addarc(0,-rrn,0,rrn,180,m_seg)
--Размечаются точки центра ТАД и дуг
-- и дуги вала под пазами ротора
mi_selectnode(0,0) mi_selectnode(0,rrv)
mi_selectnode(0,-rrv)
mi_selectarcsegment(rrv,0)
mi_selectarcsegment(-rrv,0)
mi_selectnode(0,rrn)
mi_selectnode(0,-rrn)
mi_selectarcsegment(rrn,0)
mi_selectarcsegment(-rrn,0)
--Выделенным точкам и дугам - группа 9
mi_setnodeprop(" ",9)
mi_setarcsegmentprop(m_seg," ",0,9)
mi_clearselected() --снятие выделения
  ------------------------------------
--Рисуем окружность посередине зазора
m_seg=1 --допустимый размер сегмента
--Точки справа и слева на окружности
mi_addnode(rd,0) mi_addnode(-rd,0)
--Верхняя и нижняя полуокружности
mi_addarc(rd,0,-rd,0,180,m_seg)
mi_addarc(-rd,0,rd,0,180,m_seg)
pause() --геометрическая модель готова
--Рис. 10
--**********************************
```

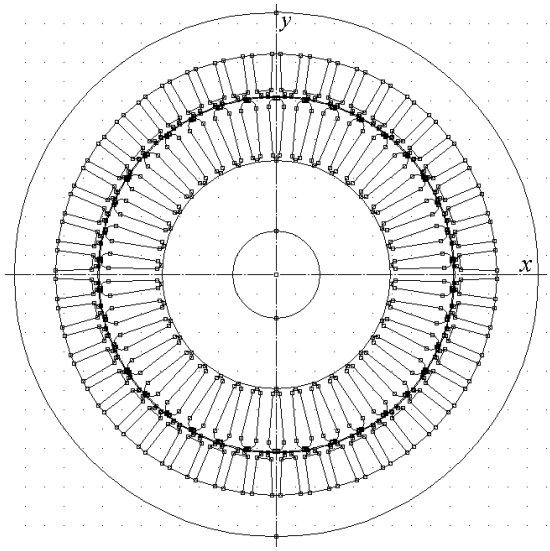


Рис. 10 – Геометрическая модель ТАД

```
--СОЗДАНИЕ ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТАД
--Свойства материалов и токи обмоток
-------------------------------------
--Материал с немагнитными свойствами
mi_addmaterial("muo",1,1) --muo - имя
--Задание материала в частях зазора
c=delta/4  x1=rd-c  x2=-rd-c
--Расстановка меток свойств
mi_addblocklabel(x1,0)
mi_addblocklabel(x2,0)
mi_selectlabel(x1,0)
mi_selectlabel(x2,0)
--Присвоения меткам немагнитных св-ств
mi_setblockprop("muo",0,fe1," ",0,0,0)
mi_clearselected()
 -------------------------------------
--Ввод кривых намагничивания стали-B(H)
--Функция ввода B(H) и св-в сердечников
function B_H(bh_name,St,dsl,kFe)
--Материал участка магнитопровода
mi_addmaterial(St,0,0,0,0,0,dsl,0,kFe,0,0)
--Открытие файла с именем bh_name
kriv=openfile(bh_name .. ".txt","r")
str=read(kriv,"*l") --снятие заголовка
repeat --оператор возврата цикла чтения
--Чтение магн. индукции и напряженности
b=read(kriv,"*n")  h=read(kriv,"*n")
--Приписывание значений B и H имени St
mi_addbhpoint(St,b,h)
--Проверка достижения конца файла
until (b==0) and (h==0)
--Закрытие файла и конец function B_H
closefile(kriv) end
--Подготовка свойств участков
--магнитопровода через вызов функции
--Кривая намагнич. спинок сердечников
mvi=get_B_H(bhy,Sty,0.5,kFe)
--Кривая намагнич. зубцов сердечников
mvi=get_B_H(bhz,Stz,0.5,kFe)
 -------------------------------------
--Материал и токи в пазах статора
--Амплитуда и значения фазных токов
Ism=Is*2^0.5/as  c=2*Pi/3
IA=Ism*cos(0) IB=Ism*cos(-c)
IC=Ism*cos(c)
--Функция для задания токов и свойств
--в пазах фазных зон обмотки статора
function tok_faz(n,is_name,is,N_grp)
-- n - номер фазной зоны (см.рис.1),
--is_name -имя тока, is-значение тока,
--N_grp - номер группы
r=rsi+hs/2 --средний радиус пазов
--Связка имени тока со значением тока
mi_addcircprop(is_name,is,1)
for z=1,p do   --перебор пар полюсов
m=n+(z-1)*2*ms --номер фазной зоны
--Цикл перебора пазов фазной зоны
for q=1,qsp do  i=(m-1)*qsp+q
--Угловая позиция и координаты паза
ai=(i-0.5)*tsa*gr
x=-r*sin(ai)  y=r*cos(ai)
--Добавление и выделение метки свойств
mi_addblocklabel(x,y)
mi_selectlabel(x,y)
--Задание свойств и тока в пазу
mi_setblockprop("muo",0,fe4,is_name,0,N_grp,Ncs)
mi_clearselected() end --конец цикла q
 end --конец перебора пар полюсов по z
 end --конец function tok_faz
--Распределение токов по шести фазным
--зонам обмотки стат. на всех полюсах
zap=tok_faz(2,"IA+",IA,2)
zam=tok_faz(5,"IA-",-IA,5)
zap=tok_faz(4,"IB+",IB,3)
zam=tok_faz(1,"IB-",-IB,6)
zap=tok_faz(6,"IC+",IC,4)
zam=tok_faz(3,"IC-",-IC,7)
-------------------------------------
--Материал и токи в пазах ротора
--Амплитуда и имя фазного тока ротора
Imr=Ir*2^0.5  str="Ir"  Ncr=1
r=xf+hr2/2 --средний радиус стержней
--Перебор пазов ротора и их координата
for z=1,Qr do ai=((z-1)*tra+ar1)*gr
--Фазы и токи стержней обмотки ротора
aci=p*((z-1)*tra+asr+ar1)*gr
irq=Irm*sin(aci)
--Координаты стержней в пазу
x=-r*sin(ai)  y=r*cos(ai)
cir_name=str..z --имя очередного тока
--Связь имени тока с его значением
mi_addcircprop(cir_name,irq,1)
--Добавление и выделение метки свойств
mi_addblocklabel(x,y)
mi_selectlabel(x,y)
--Задание свойств тока в стержнях
mi_setblockprop("muo", 0, fe5,
cir_name, 0, 9, Ncr)
mi_clearselected()
end --конец шагов по пазам ротора
 -------------------------------------
--Задание материалов и свойств
--участкам статора и ротора
 -------------------------------------
--Материал в зоне клиньев статора
--Перебор пазов статора и их угол
for z=1,Qs do ai=((z-0.5)*tsa)*gr

--Координаты зон клиньев в пазу
r=rsi+hs1  x=r*sin(ai)  y=r*cos(ai)
mi_addblocklabel(x,y)
--Выделение зоны и задание свойств
mi_selectlabel(x,y)
mi_setblockprop("muo",0,fe4," ",0,1,0)
mi_clearselected() end --пазов статора
--Материал для спинки сердечн. статора
y=rse-hys/2  mi_addblocklabel(0,y)
mi_selectlabel(0,y)
mi_setblockprop(Sty,0,fe2," ",0,1,0)
mi_clearselected()
--Материал для зубцов сердечн.статора
for z=1,Qs do --цикл зубцов и их углы
--Полярные и прямоуг. координ. зубцов
ai=((z-1)*tsa)*gr  ris=rsi+hs/2
```

```
x=-ris*sin(ai) y=ris*cos(ai)
--Добавка и выделение меток свойств
mi_addblocklabel(x,y)
mi_selectlabel(x,y)
--Задание свойства метки
mi_setblockprop(Stz,0,fe3," ",0,1,0)
mi_clearselected() end --зубцов статора
--Материал для ярма ротора
--Метка свойств и ее выделение
y=rrv+hyr/2  mi_addblocklabel(0,y)
mi_selectlabel(0,y)
--Задание свойств метки
mi_setblockprop(Sty,0,fe7," ",0,9,0)
mi_clearselected()
--Материал для зубцов ротора, которые
--соединены через зону под ними
--Координаты для метки и ее добавление
u=(ar1+tra/2)*gr  r=rre-hr/2 y=r*cos(u)
x=-r*sin(u)  mi_addblocklabel(x,y)
--Выделение метки и задание ее свойств
mi_selectlabel(x,y)
mi_setblockprop(Stz,0,fe6," ",0,9,0)
mi_clearselected() --снять выделение
--Материал для перемычки ротора
if hr0>1e-2 then  --если она есть
--Перебор пазов ротора и их координаты
for z=1,Qr do
ai=((z-1)*tra+ar1)*gr  rir=rre-hr0/2
x=-rir*sin(ai)  y=rir*cos(ai)
--Метка свойств и ее выделение
mi_addblocklabel(x,y)
mi_selectlabel(x,y)
--Задание свойств метки
mi_setblockprop(Stz,0,fe1," ",0,9,0)
mi_clearselected()
end end --перебора перемычек
--Материал вала ротора
--Метка для материала и ее выделение
y=rrv/2  mi_addblocklabel(0,y)
mi_selectlabel(0,y)
--Задание свойства метки
mi_setblockprop("muo",0,5," ",0,9,0)
mi_clearselected() --снять выделение
 ------------------------------------
--ВЫПОЛНЕНИЕ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ
mi_analyze(1)
--Перейти к показу результатов расчета
mi_loadsolution()
 ------------------------------------
--Тестовый расчет электромагн. момента
write("Электромагнитные момент и",
" мощность","\r\n")
--Выделение блока ротора
mo_groupselectblock(9)
--Считывание электромагнитного момента
Mem=mo_blockintegral(22)  Mem=abs(Mem)
mo_clearblock()  --снято выделение
--Электромагнитная мощность ТАД
Pem=Mems*2*Pi*fs/p
write(format("Mem=%6.2f",Mem)," Н;",
format(" Pem=%6.2f",Pem*1e-3)," кВт",
"\r\n")
write("Завершение программы","\r\n")
writeto() --Закрытие файла результатов
mi_close() --Закрыт документ
--препроцессора магнетизма
--и уничтожено его окно
```

Результаты работы программы

Построенная физико-геометрическая модель ТАД представлена на рис. 11 – она скопирована с экрана компьютера в программной среде FEMM.

На рис. 12 даны наглядные результаты расчета МП. Здесь показаны тонированное распределение плотности тока в пазах статора и ротора, картина силовых линий МП, векторы магнитной индукции.

Кроме этого, естественно, получается весьма большой объем числовой информации, которая представлена в [7, 8] и других работах. А в принципе, объем этой информации не ограничен и все зависит от необходимости оперирования с нею.

Из всего листинга файла результатов для примера показываем только его начальную и конечную части, а именно:

```
ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ТАД
TAD_15_2_n  от 08.03.2017
 Программа  LuaTAD_MC от  02.03.2017
 Is= 29.0  Ir=442.0 asr= 82.55
 p=2 Qs= 48  Qr= 38 ms=3  qsp=4  tp=12
 Ns=112  Ncs=14  as= 1
 . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
 Электромагнитные момент и мощность
 Mems=103.19 Н; Pem= 16.21 кВт
```

Успешное завершение всей программы расчетов

Инструкция по использованию скрипта.

Для использования скрипта построения физико-геометричекой модели ТАД, необходимо следующее:

1. Файл скрипта с расширением *.lua, а также файлы с исходными данными для построения геометрии и файлы с данными для построения кривых намагничивания должны находиться в одной папке.

2. Запускаем программу FEMM и в меню File выбираем опцию **Open Lua script**.

3. Далее в появляющемся окне надо выбрать имеющуюся папку со скриптом Lua, выбрать или ввести необходимое имя файла с программой построения физико-геометрической модели ТАД и клавишей Enter или двойным кликом клавиши «мыши» запустить программу, которая активизирует этот файл.

4. Дальнейшие построения модели ТАД программа Lua выполняет автоматически. При желании в программу могут быть вставлены команды Pause(), которые обеспечат останов программы в каждом конкретном месте. После просмотра текущего изображения на экране компьютера клавишей Enter можно продолжить выполнение программы.

5. Вставленные в желательных местах программы команды mi_saveas(name) позволяют сохранить очередной файл с текущим – промежуточным результатом построения модели ТАД под произвольным именем name, например, name="geom_mod_01.fem".

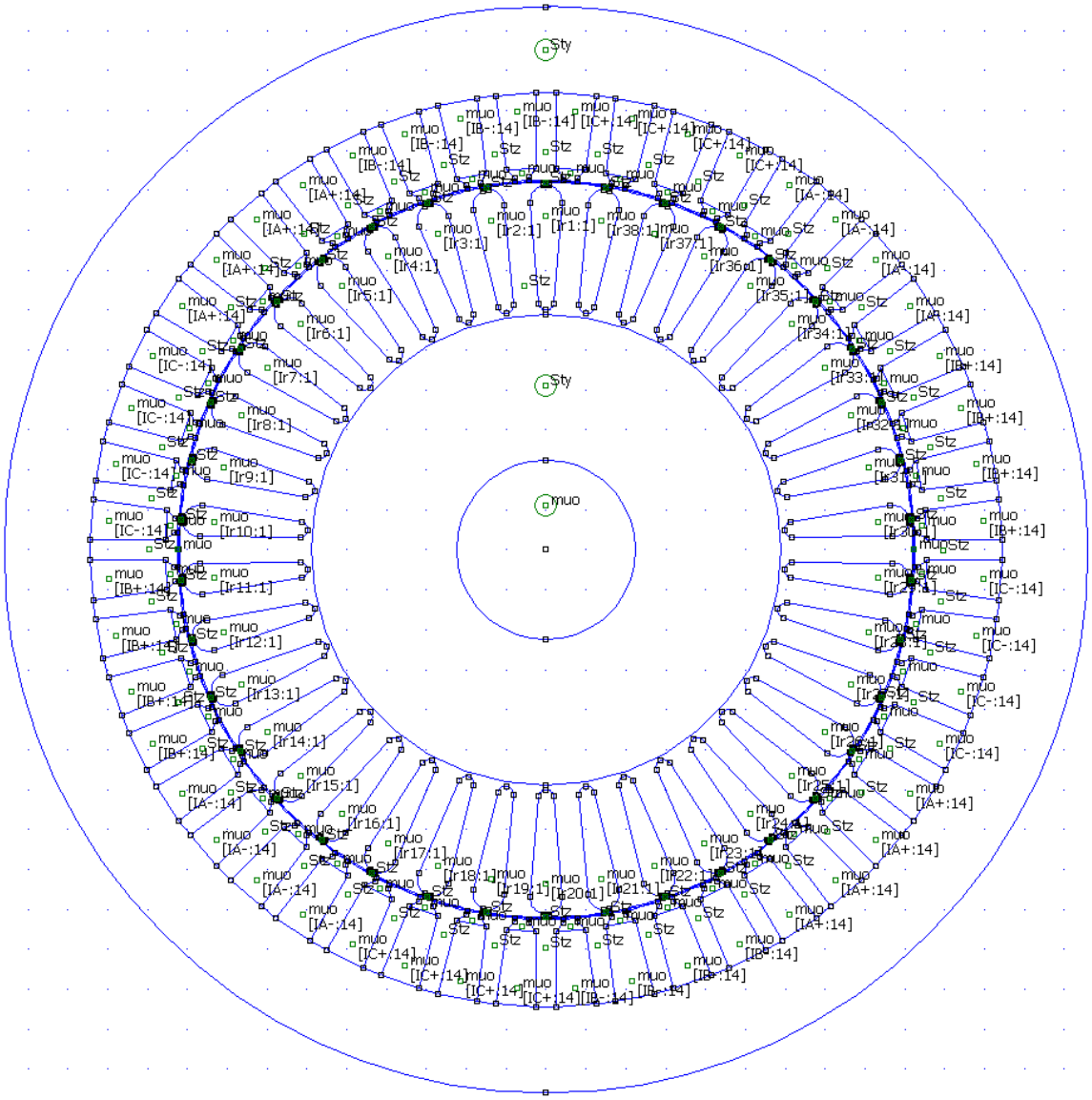


Рис. 11 – Графическое представление созданной физико-геометрической модели ТАД

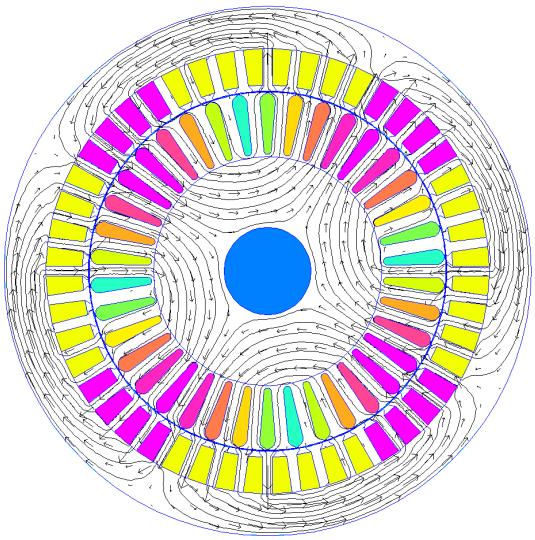


Рис. 12 – Графическое представление результатов работы программы FEMM

Именно таким способом сохранены иллюстрации, представленные на рис. 8 – 10 и сопровождающие приведенный текст программы – скрипта Lua.

Вывод.

Представленный скрипт Lua дает широкие возможности пользователям программы FEMM в создании расчетных моделей для обеспечения расчетов магнитных полей и электромагнитных параметров ТАД. Этот скрипт универсален с точки зрения геометрических размеров и структуры электромагнитной системы ТАД в рамках их распространенной типовой конструкции. На базе рассмотренных принципов формирования расчетных моделей могут быть разработаны аналогичные скрипты для других модификаций конструкции ТАД и других типов ЭМ.

Список литературы

1 Finite Element Method Magnetics : OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. – Режим доступа: http://www.femm.info/wiki/OldVersions.

2 Милых В. И. Автоматизированное формирование расчетных моделей турбогенераторов для программной среды FEMM / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка.

– 2015. – №4. – С. 7-14. doi: 10.20998/2074-272X.2015.4.02.
3 Милых В.И. Автоматизированные расчеты в программной среде FEMM динамики электромагнитных процессов турбогенераторов / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. – 2015.– № 6.– С.14-20. doi: 10.20998/2074-272X.2015.6.04.
4 Милых В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров и фазовых соотношений в турбогенераторах автоматизированным расчетом магнитного поля в программной среде FEMM // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – № 1. – С.20-26. doi: 10.20998/2074-272X.2016.1.05.
5 Вольдек А. И. Электрические машины. Машины переменного тока / А. И. Вольдек, В. В. Попов.– СПб.: Питер, 2010. – 356 с.
6 Копылов И. П. Проектирование электрических машин / И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др. Под ред. И. П. Копылова. – М.: Издательство Юрайт, 2011. – 767 с.
7 Милых В. И. Численно-полевой поверочный анализ проектных параметров трехфазных асинхронных двигателей / В. И. Милых, Л. В. Шилкова // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 1/2016 (33). – С. 58-65.
8 Милых В.И. Числено-полевой анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике / В. И. Милых, Л. В. Шилкова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 80–87.

References (transliterated)

1. "Finite Element Method Magnetics : OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable", avaliable at: http://www.femm.info/wiki/OldVersions (In English).
2. Milykh V.I., Polyakova N.V. Avtomatizirovannoe formirovanie raschetnyih modeley turbogeneratorov dlya programmnoy sredyi FEMM [Automated formation of calculation models of turbogenerator for software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics.* 2015, no. 4, pp. 7-14. doi: 10.20998/2074-272X.2015.4.02.
3. Milykh V.I., Polyakova N.V. Avtomatizirovannyie raschetyi v programmnoy srede FEMM dinamiki elektromagnitnyih protsessov turbogeneratorov [Automated calculations of the dynamics of a turbogenerator electromagnetic processes in the software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics.* 2015, no. 6, pp. 16-20. doi: 10.20998/2074-272X.2015.6.04.
4. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnyih parametrov i fazovyih sootnosheniy v turbogeneratorah avtomatizirovannyim raschetom magnitnogo polya v programmnoy srede FEMM [Determination of electromagnetic parameters and phase relations in turbo-generators by the automated calculation of the magnetic field in the software environment FEMM]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2016, no. 1, pp. 20–26. doi: 10.20998/2074-272X.2016.1.05.
5. Voldek A. I., Popov V. V. *Elektricheskie mashinyi. Mashinyi peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], SPb, Piter Publ, 2010, 356 p.
6. Kopyilov I. P., Goryainov F. A., Klokov B. K. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [Design of electrical machines]. Moscow, Yurait Publ, 2011, 767 p.
7. Milykh V. I., Shilkova L. V. Chislenno-polevoy poverochnyiy analiz proektnyih parametrov trehfaznyih asinhronnyih dvigateley [Numerically-field confirmatory analysis of a three-phase induction motor design parameter]. *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems. Release* 1/2016 (33), pp. 58-65.
8. Milykh V.I., Shilkova L.V. Chisleno-polevoy analiz magnitnogo polya trehfaznogo asinhronnogo dvigatelya v statike i dinamike [Numerical-field analysis of the magnetic field of a three-phase induction motor in statics and dynamics]. *Bulletin of NTU KhPI. Series: Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2016, no. 11 (1183), pp. 80–87.

Поступила (received) 08.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Автоматизоване формування розрахункових моделей трифазних асинхронних двигунів для програмного середовища FEMM / В. І. Мілих // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 03–15. – Библиогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Автоматизированное формирование расчетных моделей трехфазных асинхронных двигателей для программной среды FEMM / В. И. Милых // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 03–15. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Automated formation of calculation models of a three-phase induction motors for software environment FEMM / V. I. Milykh // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 03–15. – Bibliogr.: 8. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Мілих Володимир Іванович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14;e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Милых Владимир Иванович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедрой электрических машин,

тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Milykh Vladimir Ivanovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

УДК 621.313.333

А. А. СТАВИНСКИЙ, О. О. ПЛАХТЫРЬ, Л. В. ВАХОНИНА, О. О. ПАЛЬЧИКОВ

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ТАНГЕНЦИАЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЗУБЦОВЫХ ГАРМОНИК МАГНИТНОГО ПОЛЯ
Ч.1. ДОБАВОЧНЫЕ ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ И ПОТЕРИ

Обґрунтовано спосіб зниження додаткових втрат короткозамкнених асинхронних двигунів використанням роторів з тангенційним зсувом ділянок стрижнів розділених проміжними кільцями і відповідно зі зсувом гармонічних складових магнітного поля, викликаних зубчастістю активних поверхонь і дискретністю розподілу обмоток. Наведено вираз коефіцієнта ослаблення гармонік поля при тангенційному зсуві ділянок стрижнів і зубців магнітопроводу.

Ключові слова: асинхронний двигун, зубцеві гармоніки, додаткові втрати, зсув, компенсація, зовнішній ротор.

Обоснован способ снижения добавочных потерь короткозамкнутых асинхронных двигателей использованием роторов с тангенциальным смещением участков стержней разделенных промежуточными кольцами и соответственно со смещением гармонических составляющих магнитного поля, вызванных зубчатостью активных поверхностей и дискретностью распределения обмоток. Приведено выражение коэффициента ослабления гармоник поля при тангенциальном смещении участков стержней и зубцов магнитопровода.

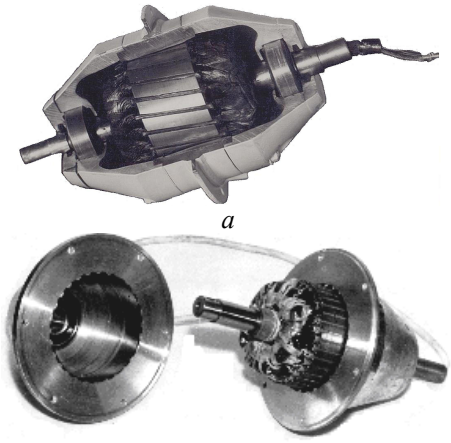
Ключевые слова: асинхронный двигатель, зубцовые гармоники, добавочные потери, сдвиг, компенсация, внешний ротор.

Purpose. Presentation of way to improve additional active power losses of induction motor with partitioned magnetic core and rotor winding with intermediate squirrel-cage rings by tangential shift of higher harmonics of magnetic field, which were caused by tooth components of air gap conductance and discrete distribution of winding. **Methodology.** The proof of compensation effect of higher components of electromotive forces is based on the analytic method of specific conductivity of air gap. **Results.** The possibility of mutual compensation of electromotive forces from tooth higher harmonics by shift of parts of teeth and bars by proportions of teeth segmentations has been shown. Formula of tangential displacement of rotor winding has been derived. **Originality.** At present, the tendency of reducing active power losses of electrical machines is a reduction of electromagnetic loads and an increasing the length and material consumption of machine, which is contrary to requirement of resource conservation in the construction of electrical machines. But the way, which is proposed in this article, is implemented by shift of teeth and parts of winding bars in adjacent sections of rotor magnetic core. **Practical value.** The practical reduction of electromotive forces from tooth harmonics of gap conductivity and magnetomotive forces is achieved by mutual shift by a quarter (half) of tooth division of two symmetrical rotor sections, each of which is consisted of two half-shifted (quarter) tooth segmentation parts.

Key words: induction motor, additional losses, tooth harmonics, displacement, compensation, external rotor.

Постановка проблемы. Более 90 % электричества производимого электростанциями преобразуется в механическую энергию посредством асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором. Даже незначительное снижение потерь устройств преобразования электроэнергии обеспечивает существенный технико-экономический эффект [1]. Согласно приведенному в [2] фрагменту норматива Европейского союза, принятого к введению с 2010 года, коэффициент полезного действия (КПД) АД общего назначения в диапазоне мощности от 1,5 до 250 кВт должен возрасти соответственно с 0,75 до 0,9 и с 0,94 до 0,975. При этом «традиционная» конструкция таких АД с дискретными зубцово-пазовыми структурами и скосом пазов является неизменной на протяжении прошедшего и начала нового столетий [3, 4]. Мировой тенденцией последних десятилетий разработок указанных АД является повышение КПД снижением электромагнитных нагрузок и увеличением активной длины [2, 4], что противоречит требованиям ресурсосбережения. При этом имеются возможности снижения потерь и материалоемкости использованием «скрытых резервов» и конструктивно-структурных преобразований активной части, а также специальных исполнений АД, в частности с внешним ротором (рис. 1) [5, 6].

Анализ последних исследований. Изобретение в конце 19 века зубцово-пазовой структуры магнитопроводов позволило повысить надежность, значительно снизить массогабаритные и улучшить энергетические показатели электрических машин. При этом подобные структуры являются причиной искажения распределения индукции в рабочем зазоре и конструктивно-технологическим ограничителем КПД электрических машин [3, 7, 8]. Добавочные потери несинусоидальности поля, обусловленные гармониками магнитодвижущих сил (МДС) и проводимости зазора снижают КПД АД на 1-2 % [8, 9].



а

б

Рис. 1 – Варианты обращенного двигателя: *а* – с установкой ротора в двух подшипниковых щитах; *б* – с двухсекционным конусно-плоскостным магнитопроводом и отлитыми заодно с обмоткой корпусами установки подшипников

Основным способом ослабления влияния диск–ретности зубцово-пазовых конструкций магнитопро–водов электрических машин и несинусоидальности источников питания регулируемых АД является скос

© А. А. Ставинский, О. О. Пплахтырь, Л. В. Вахонина, О. О. Пальчиков, 2017

пазов ротора. Замена прямых пазов (зубцов) на скошенные вызывает осевые составляющие магнитной вибрации и значительные добавочные потери от поперечных токов и эффективна лишь при изолировании пазов [8-11]. Изолирование пазов (стержней литой обмотки) ротора затруднительно и практически не используется. Скос изолированных пазов статора исключает добавочные потери, но увеличивает среднюю длину витка, массу, потери и материалоемкость обмотки, поэтому используется редко.

Известны также АД с секционированными роторами и промежуточными короткозамыкающими кольцами (ПКЗК) в сочетании со скосом пазов или смещением стержней. В таких АД с тангенциальным смещением участков стержней снижены добавочные потери, но ПКЗК выходят на активную поверхность, что требует секционирования (разделения на пакеты магниитопровода) статора с увеличением длины и основных потерь, а также материалоемкости и трудоемкости производства машины [8-11].

Скошенные изолированные пазы статора применялись, в связи с ограниченным диаметром ротора, при сквозном (через отверстия в ярме) креплении подшипниковых щитов в обращенных АД (рис. 1, *а*). Эти АД усовершенствованы (рис. 1, *б*), при снижении трудоемкости производства, уровней вибрации и шума, использованием двухсекционного ротора с шевронным скосом и тангенциальным смещением пазов, а также фланцевым выступом ПКЗК для крепления привода – рабочего колеса вентилятора [12].

Несмотря на экспериментально-практическое подтверждение эффективности тангенциального смещения участков стержней и соответственно зубцовых гармоник магнитного поля [8-12], АД с секционированными роторами и ПКЗК применяются ограниченно [12]. Также отсутствуют публикации с анализом электромагнитных особенностей подобных АД.

Цель работы – анализ влияния на характеристики АД тангенциального смещения (углового поворота) в соседних зонах вдоль активной длины гармонических составляющих магнитной индукции в рабочем зазоре, вызванных дискретностью зубцово-пазовых структур.

Изложение основного материала исследования. Анализ совместного влияния на характеристики АД различных видов тангенциальной периодической несимметрии активной части ввиду сложной структуры магнитного поля не представляется возможным. Поэтому целесообразно раздельное рассмотрение каждого из факторов искажения распределения магнитного поля на моделях АД с идеализированными электромагнитными системами.

Относительно простым и достаточно точным для учета названных выше особенностей является метод удельной магнитной проводимости зазора [7]. Исходя из указанного метода, гармонический состав удельных электродвижущих сил (ЭДС) АД определяется выражением

$$e(\alpha,t)=k_{\psi}\frac{\partial}{\partial t}B_{\delta}(\alpha,t)=k_{\psi}\frac{\partial}{\partial t}\left[F(\alpha,t)\lambda_{\delta}(\alpha,t)\right], \qquad (1)$$

где k_{ψ} – коэффициент потокосцепления;

α – электрическая угловая координата;

t – время; $B_{\delta}(\alpha,\ t)$ – функция распределения индукции в зазоре, определяемая изменением вдоль α суммарной МДС $F(\alpha,\ t)$ и удельной проводимости зазора $\lambda_{\delta}(\alpha,\ t)$.

Оценка изменения структуры ЭДС АД при тангенциальном смещении гармонических составляющих индукции, вызванных зубчатостью, может быть выполнена с использованием модели АД со статором, на «гладкой» поверхности которого распределена виртуальная синусная обмотка, создающая в рабочем зазоре идеализированное магнитное поле. Ротор содержит зубчатый магнитопровод состоящий, по крайней мере, из двух частей (секций). Одна секция повернута относительно другой на угол β. На периферии зубцов и пазов ротора распределена общая для каждой части короткозамкнутая обмотка в виде тонкостенного цилиндра, представляющего собой равномерный активный проводящий слой. Участки активных элементов модели удовлетворяют условиям полной электромагнитной симметрии относительно линии (линий) разделения при концентричном расположении ротора относительно статора.

При заданных условиях суммарная МДС модели АД синусоидальна, а функция $\lambda_{\delta}(\alpha,\ t)$ в случае, когда статор гладкий, а вращающийся магнитопровод зубчатый, для зон двух секций будет иметь вид:

$$\lambda'_{\delta}(\alpha,t)=\lambda_0+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}(\alpha-\Omega t)\right]; \qquad (2)$$

$$\lambda''_{\delta}(\alpha,t)=\lambda_0+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}\left(p(\gamma\pm\beta)-\Omega t\right)\right], \qquad (3)$$

где λ_0 – удельная постоянная магнитная проводимость эквивалентного равномерного зазора;

λ_{zk} – амплитуда k-ой гармоники удельной проводимости зубчатости ротора;

z и Ω – число зубцов и угловая скорость вращения ротора;

p – число полюсов обмотки статора;

γ – геометрическая угловая координата ($\alpha = p\gamma$).

Выражение ЭДС (1) данной гипотетической модели без учета зубчатости, а также аналогичные выражения, учитывающие проводимости (2), (3) для зон обмоток, соответствующих двум частям ротора, имеют вид:

$$e_0(\alpha,t)=k_{\psi}\omega_1\lambda_0F_m\sin(p\gamma-\omega_1t)=E_m\sin(p\gamma-\omega_1t); \qquad (4)$$

$$e'_{\Sigma}(\gamma,t)=e_0(\gamma,t)+k_{\psi}F_m\cos(p\gamma-\omega_1t)\frac{\Omega}{p}\times$$
$$\times\sum_{k=1}^{\infty}kz\lambda_{zk}\sin\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+ \qquad (5)$$
$$+k_{\psi}\omega_1F_m\sin(p\gamma-\omega_1t)\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right];$$

$$e''_{\Sigma}(\gamma,t)=e_0(\gamma,t)+k_{\psi}F_m\cos(p\gamma-\omega_1t)\frac{\Omega}{p}\times$$
$$\times\sum_{k=1}^{\infty}kz\lambda_{zk}\sin\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\pm\beta\right)\right]+ \qquad (6)$$
$$+k_{\psi}\omega_1F_m\sin(p\gamma-\omega_1t)\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\pm\beta\right)\right],$$

где ω_1 – угловая частота сети,

F_m – амплитуда суммарной МДС.

Дополнительные относительно (4) зубцовые слагаемые ЭДС (5), (6) создают высокочастотные добавочные потери в зубцах и обмотке ротора, а зубцовые составляющие магнитного поля демпфируются токами зубцовых контуров [8, 9].

На основании сравнения (4), (5) и (6) можно сделать вывод, что улучшение характеристик АД возможно взаимной компенсацией составляющих второго и третьего слагаемых ЭДС $e_{\Sigma}^{'(''')}(\gamma,t)$, наведенных гармониками магнитного поля порядка kz в зоне активной части, соответствующей $\lambda'_{\delta}(\alpha, t)$, аналогичными ЭДС волны $\lambda''_{\delta}(\alpha, t)$ при повороте частей магнитопровода ротора на угол $\beta = \pi/(kz)$. Условием противофазности наиболее значимых дополнительных групп ЭДС порядка z является смещение гармонических составляющих проводимостей (2), (3) и индукций порядка z в частях АД на угол $\beta' = \pi/z$ (рис. 2, *а*):

$$\begin{aligned} B'_{\delta}(\alpha,t) &= B_{\delta m}\cos(p\gamma-\omega_1 t)+B_{z1}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\times \\ &\times\cos\left[z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+B_{z2}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\cos\left[2z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+ \\ &+B_{z3}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\cos\left[3z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+ \\ &+\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sum_{k=4}^{\infty}B_{zk}\cos\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]; \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} B''_{\delta}(\gamma,t) &= B_{\delta m}\cos(p\gamma-\omega_1 t)-B_{z1}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\times \\ &\times\cos\left[z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+B_{z2}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\cos\left[2z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+ \\ &-B_{z3}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\cos\left[3z\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\right]+ \\ &+\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sum_{k=4}^{\infty}B_{zk}\cos\left[kz\left(\gamma-\frac{\Omega t}{p}\right)\pm k\pi\right], \end{aligned} \tag{8}$$

где $B_{\delta m}$ – амплитудное значение $B_{\delta}(\alpha, t)$,

B_{zk} – амплитуда дополнительной гармоники индукции порядка k, обусловленная зубчатостью.

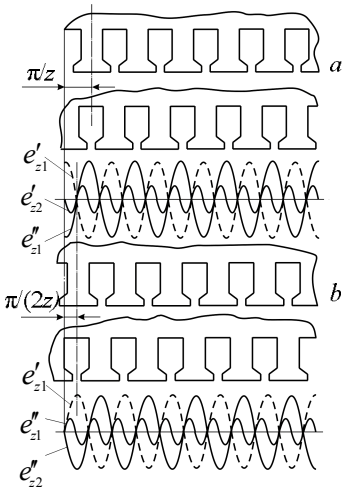


Рис. 2 – Варианты тангенциального смещения зубцов и основных зубцовых гармоник ЭДС $e_{z1(2)}^{'(''')}$ порядков $k = 1$ и $k = 2$: *а* – на половину; *б* – четверть зубцового шага в магнитопроводе из четырех секций и обмотке ротора

Из (7) и (8) следует, что дополнительно к группам ЭДС $e_{z\Sigma1}^{'(''')}(\gamma,t)$ порядков z и $3z$, взаимно компенсируются также все нечетные ЭДС порядков $k = 6i\pm1$ ($i = 1, 2, 3\ldots$), а устранение влияния на характеристики АД дополнительных групп ЭДС $e_{z\Sigma2}^{'(''')}(\gamma,t)$ четных порядков, кратных трем, возможно при повороте двух частей АД на угол $\beta'' = \pi/(2z)$ (рис. 2, *б*). При этом, для исключения влияния гармоник порядка z, каждая из повернутых на $\pi/(2z)$ частей должна быть соответственно разделена на два участка, повернутых на угол π/z (рис. 2, *а*). Для соответствующей рис. 2 модели АД сумма ЭДС от гармонических составляющих зубчатости из диапазона, соответствующего практически обоснованному ограничению, будет близка к нулю:

$$\begin{aligned} e_{\Sigma}(\alpha,t) &= e'_{z\Sigma1}(\alpha,t)+e''_{z\Sigma1}(\alpha,t)+e'_{z\Sigma2}(\alpha,t)+ \\ &+e''_{z\Sigma2}(\alpha,t)\approx 0, \end{aligned} \tag{9}$$

где $e_{z\Sigma1(2)}^{'(''')}(\gamma,t)$ – ЭДС от зубцовых гармоник магнитного поля соответствующих (7, 8).

Анализ влияния тангенциального смещения гармоник дискретности распределения обмотки ротора на гармонический состав ЭДС может быть выполнен на основе замены в предыдущей модели АД рассредоточенного проводящего слоя на дискретную короткозамкнутую обмотку из z проводников, равномерно распределенных на гладкой поверхности двух симметричных частей магнитопровода ротора. Участки каждого проводника обмотки одной части повернуты относительно участков тех же проводников второй части на угол β.

Синусоидальное поле обмотки статора индуцирует в обмотке ротора синусоидальный ток частоты скольжения, образующий, при $k = 0, 1, 2\ldots\infty$, МДС с гармоническими составляющими порядка [7]

$$\mu = 1 \pm kz/p. \tag{10}$$

Для указанного спектра МДС реакции ротора в системе координат, связанной со статором, в соответствии с [7], можно записать:

$$F_R(\alpha,t)=\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{R\mu}\cos\left[\mu(\alpha-\Omega t)-(\Omega_1-\Omega)t-\varphi_{\mu}\right], \tag{11}$$

где $F_{R\mu}$ и Ω_1 – амплитуда μ-й гармонической МДС и частота вращения ротора;

φ_{μ} – угол сдвига между синусоидальной МДС статора и μ-й гармонической МДС ротора.

Для модели АД с гладкими активными поверхностями магнитопровода выражения индукции для участков зазора, соответствующих повернутым частям обмотки ротора, с учетом (10) и (11) имеют вид:

$$\begin{aligned} B'_{\delta}(\alpha,t) &= \lambda_0\Big\{F'_m\cos(p\gamma-\omega_1 t-\varphi'_0)+ \\ &+\sum_{k=1}^{\infty}F_{\mu k}\cos\left[\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)(p\gamma-\Omega t)-\Delta\Omega t-\varphi_{\mu}\right]\Big\}= \\ &= B'_{\delta m}\cos(p\gamma-\omega_1 t-\varphi'_0)+ \\ &+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)(p\gamma-\Omega t)-\Delta\Omega t-\varphi_{\mu}\right]; \end{aligned} \tag{12}$$

$$B''_{\delta}(\alpha,t)=\lambda_0\{F''_m\cos(p\gamma-\omega_1 t-\varphi''_0)+$$
$$+\sum_{k=1}^{\infty}F_{\mu k}\cos\left[\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)\left(p(\gamma\pm\beta)-\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)\Omega t-\Delta\Omega t-\varphi_{\mu}\right)\right]\}=$$
$$=B''_{\delta m}\cos(p\gamma-\omega_1 t-\varphi''_0)+ \quad (13)$$
$$+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)\left(p(\gamma\pm\beta)-\left(1\pm\frac{kz}{p}\right)\Omega t-\Delta\Omega t-\varphi_{\mu}\right)\right],$$

где $F_m^{'(''}$ и $\varphi_0^{'(''}$ – соответственно амплитуда основной гармоники суммарной МДС и сдвиг фаз между $F_m^{'(''}$ и амплитудной МДС статора в частях АД;

$\Delta\Omega$ – разность Ω_1 и Ω.

Величины суммарных МДС в частях рассматриваемой модели АД:

$$F'_m(\alpha,t)=F_S\cos(p\gamma-\omega_1 t)+F_{R1}\cos(p\gamma-\omega_1 t-\varphi_R);$$
$$F''_m(\alpha,t)=F_S\cos(p\gamma-\omega_1 t)+F_{R1}\cos(p(\gamma\pm\beta)-\omega_1 t-\varphi_R),$$

где F_S – амплитуда синусоидальной МДС статора; F_{R1} – амплитуда первой гармонической МДС ротора (при $k = 0$, $F_{R\mu}=F_{R1}$);

φ_R – сдвиг фаз между F_S и F_R.

Выражения (12) и (13) представленные, после тригонометрических преобразований и для упрощения записи, при $t = 0$, имеют вид:

$$B'_{\delta}(\gamma)=B'_{\delta m}\cos(p\gamma-\varphi'_0)+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1+\frac{kz}{p}\right)p\gamma-\varphi_{\mu}\right]+$$
$$+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1-\frac{kz}{p}\right)p\gamma-\varphi_{\mu}\right]= \quad (14)$$
$$=B'_{\delta m}\cos(p\gamma-\varphi'_0)+2\cos(p\gamma-\varphi_{\mu})\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos(kz\gamma);$$

$$B''_{\delta}(\gamma)=B''_{\delta m}\cos(p\gamma-\varphi''_0)+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1+\frac{kz}{p}\right)p(\gamma\pm\beta)-\varphi_{\mu}\right]+$$
$$+\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos\left[\left(1-\frac{kz}{p}\right)p(\gamma\pm\beta)-\varphi_{\mu}\right]= \quad (15)$$
$$=B''_{\delta m}\cos(p\gamma-\varphi''_0)+2\cos[p(\gamma\pm\beta)-\varphi_{\mu}]\sum_{k=1}^{\infty}B_{\mu k}\cos[kz(\gamma\pm\beta)].$$

На основе сравнения (14) и (15) с (7) и (8) можно заключить, что тангенциальное смещение участков одноименных проводников частей ротора на $\beta' = \pi/z$ и на $\beta'' = \pi/(2z)$ с целью воздействия на ЭДС, обусловленные несинусоидальностью МДС, эквивалентно аналогичному смещению зубцов с целью компенсации ЭДС гармоник проводимости. При соблюдении условий электромагнитной симметрии смещаемых участков ротора для дополнительных ЭДС второй модели справедливо выражение (9), что согласуется с положением об идентичности порядков и скоростей движения гармоник МДС и проводимости зазора [7].

Однако взаимная компенсация или ослабление влияния на характеристики гармонических составляющих, обусловленных дискретностью распределения обмотки, в отличие от ослабления зубцовых гармоник проводимости первой модели, связано со снижением ЭДС от основной гармоники магнитного поля. Ослабление ЭДС ротора от основной и высших пространственных гармоник поля при угловом сдвиге одноименных проводников смежных секций учитывается, аналогично скосу пазов, коэффициентом тангенциального смещения. При электромагнитной симметрии n смещаемых частей магнитопровода указанный коэффициент для любой ν-й гармоники поля в зазоре АД можно определить соотношением:

$$k_{\text{см}\nu}=[e_{z\nu1}+e_{z\nu2}+\ldots+e_{z\nu n}]/(ne_{z\nu1})=$$
$$=\frac{\Phi_{z\nu1}+\Phi_{z\nu2}+\ldots+\Phi_{z\nu n}}{n\Phi_{z\nu1}}=\frac{\Phi_{y\nu1}+\ldots+\Phi_{y\nu n}}{n\Phi_{y\nu1}}, \quad (16)$$

где $e_{z\nu1}$ – составляющая ЭДС зубцового контура индуцируемая потоком $\Phi_{z\nu1}$ гармоники магнитного поля порядка ν, входящим в часть зубца, ось которого совпадает с координатой амплитудного значения указанной гармоники $B_{m\nu}$; $e_{z\nu n}$ – составляющая ЭДС зубцового контура индуцируемая потоком $\Phi_{z\nu n}$ той же гармоники, входящим в n-ю часть зубца, повернутую на угол β_n от положения максимального потокосцепления с $B_{m\nu}$; $\Phi_{y\nu1}\ldots\Phi_{y\nu n}$ – приходящиеся на единицу активной длины l_{δ} удельные составляющие потоков $\Phi_{z\nu1}\ldots\Phi_{z\nu n}$.

Входящие в (16) величины удельных потоков взаимоиндукции определяются интегрированием кривой $B_{\nu}(\alpha, t)$ в пределах зубцового деления в момент времени $t = 0$:

$$\Phi_{y\nu1}=\int_{\gamma=-\pi/z}^{\gamma=\pi/z}B_{m\nu}\cos(\nu p\gamma)d\gamma=\frac{2B_{m\nu}}{p\nu}\sin(\nu p\pi/z); \quad (17)$$

$$\Phi_{y\nu n}=\int_{\gamma=-\pi/z}^{\gamma=\pi/z}B_{m\nu}\cos[\nu p(\gamma\pm\beta_n)]d\gamma=$$
$$=\frac{2B_{m\nu}}{p\nu}\sin(\nu p\pi/z)\cos(\nu\beta_n). \quad (18)$$

С учетом (17) и (18), выражение (16) для контура из n частей, а также контура с $n = 2$, можно преобразовать к виду:

$$k_{\text{см}\nu}=\frac{1}{n}\left[1+\sum_{i=1}^{i=n-1}\cos(\nu\beta_i)\right]/n;\ k_{\text{см}\nu(n=2)}=\cos^2(\nu p\beta/2). \quad (19)$$

Из (19) следует, что при $\gamma_{\text{см}} = \pi/\nu$, $k_{\text{см}\nu} = 0$, что соответствует условию взаимной компенсации ЭДС и отсутствию в стержнях ротора тока гармоники порядка ν.

Можно аналогично (1)–(15) показать, что тангенциальное смещение зубцов ротора на половину зубцового шага статора или аналогичное смещение пакетов секционированного статора приводит к подавлению зубцовых гармоник статора. Совместное подавление зубцовых гармоник статора и ротора аналогично (рис. 2) возможно в АД с четырехсекционным ротором со средним смещением двух симметричных пар секций и смещением секций в каждой паре на половину зубцовых делений ротора и статора. Согласно [10, 12] тангенциальное смещение стержней и секций ротора эффективней скоса пазов в части улучшения виброакустических характеристик. Однако необходимы разработка и использование специальных и приемлемых по технологическим требованиям конструкций роторов с закрытыми ПКЗК.

Выводы.

1. Обоснована возможность снижения добавочных потерь АД взаимной компенсацией ЭДС зубцовых гармоник проводимости зазора и МДС при взаимном сдвиге на $\pi/(2z)$ или π/z двух симметричных секций ротора, каждая из которых состоит из двух сдвинутых соответственно на π/z и $\pi/(2z)$ участков.

2. Изменение основной и высших гармоник ЭДС при смещении стержневых участков секций учитывается соответствующим коэффициентом $k_{\text{смv}}$.

Список литературы

1. *Шидловський А.К.* Макроекономічні та електротехнічні тренди в електроенергетиці України, 1990–2000 / *А. К. Шидловський, Г.М. Федоренко* // Технічна електродинаміка. – 2002. – № 1. – С. 3-12.
2. *Гловацкий А.В.* Основные направления развития электрических машин и электромеханических систем на их основе / *А.В. Гловацкий, Л.П. Кубарев, Л.Н. Макаров* // Электротехника. – 2008. – № 4. – С. 2-8.
3. *Казанский В.М.* Кризис и перспективы развития малых асинхронных двигателей / *В.М. Казанский* // Электричество. – 1996. – № 8. – С. 43-48.
4. *Конохов Н.Н.* Выбор главных размеров и геометрии активных частей электрических машин при разных концепциях развития их конструкции / *Н. Н. Конохов* // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 1. – С. 20-23.
5. *Ставинский А.А.* Особенности назначения и использования специальных электрических машин / *А. А. Ставинский* // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 1. – С. 44-48.
6. *Ставинский А.А.* Целевые функции сравнительного анализа энергетической эффективности электромагнитных систем асинхронных двигателей с внутренними и внешними роторами / *А.А. Ставинский, О.О. Пальчиков* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 1. – С. 41-45.
7. *Геллер Б.* Высшие гармоники в асинхронных машинах / *Б. Геллер, В. Гамата,* Пер. с англ. под ред. *З.Г. Каганова*. – М.: Энергия, 1981. – 352 с.
8. *Гаинцев Ю.В.* Методы снижения добавочных потерь в низковольтных асинхронных двигателях / *Ю.В. Гаинцев* // Электротехническая промышленность. Электрические машины. – 1975. – № 3. – С. 19-22.
9. Радин В.И. Унифицированная серия асинхронных двигателей ИНТЕР-ЭЛЕКТРО / *В.И. Радин, И. Лондин, В.Д.Розенкноп и др.* – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 432 с.
10. *Челдышев А.М.* Результаты исследований асинхронных машин с многопакетными роторами / *А.М. Челдышев, В.И. Бреев* // Исследование параметров и характеристик электрических машин переменного тока. Межвузовский сборник. – Свердловск: УПИ им. С.М. Кирова. – 1983. – С. 11–18.
11. *Williamson S.* Cage induction motors with interrings / *S. Williamson, N.K. Adams* // IEEE Proceedings. – 1989. – Vol. 136. – ptB - № 6. – p. 263-274. – Режим доступа : http://ieeexplore.ieee.org/document/35426/. – Дата обращения 10 января 2017.
12. *Ставинский А.А.* Асинхронный двигатель с двухпакетнывнешним ротором для привода судового встраиваемого электровентилятора / *А.А. Ставинский* // Электротехн. пр-во. Передовой опыт и науч.–техн. достижения для внедрения: Отрасл. информ. сб. – 1990. – С. 4-7.

References (transliterated)

1. Shydlovs'kyj A.K., Fedorenko G.M. *Makroekonomichni ta elektrotehnichni trendy v elektroenergetyci Ukrai'ny*, 1990–2000 [Macroeconomic and electrical engineering trends of Ukrainian electric power industry, 1990-2000]. *Tehnichna Elektrodynamika*. 2002. no.1. pp. 3–12.
2. Glovatskiy A.V., Kubarev L.P., Makarov L.N. Osnovnye napravleniya razvitiya elektricheskikh mashin i elektromekhanicheskikh sistem na ikh osnove [Main directions of development of electrical machines and electromechanical systems based on them]. *Elektrotekhnika*. 2008. no. 4. pp. 2-8.
3. Kazanskiy V.M. Krizis i perspektivy razvitiya malykh asinkhronnykh dvigateley [Crisis and prospects of development of small induction motors]. *Elektrichestvo*. 1996. no. 8. pp. 43-48.
4. Konokhov N.N. Vybor glavnykh razmerov i geometrii aktivnykh chastey elektricheskikh mashin pri raznykh kontseptsiyakh razvitiya ikh konstruktsii [Selection of main dimensions and geometry of active parts of electric-ray machines at different concepts of their design]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2010. no. 1. pp. 20-23.
5. Stavinskiy A.A. Osobennosti naznacheniya i ispol'zovaniya spetsial'nykh elektricheskikh mashin [Features of destination and use of special electric machines]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2008. no.1. pp. 44-48.
6. Stavinskiy A.A., Palchykov O.O. Tselevye funktsii sravnitel'nogo analiza energeticheskoy effektivnosti elektromagnitnykh sistem asin-khronnykh dvigateley s vnutrennimi i vneshnimi rotorami [Target function of comparative analysis of the energy efficiency of electromagnetic systems of induction motors with internal and external rotors]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2015. no. 1. pp. 41-45.
7. Geller B., Gamata V. *Vysshie garmoniki v asinkhronnykh mashinakh* [Higher harmonics in asynchronous machines]. Moskow, Energiya *Publ.,* 1981. 352 p.
8. Gaintsev Yu.V. Metody snizheniya dobavochnykh poter' v nizkovol'tnykh asinkhronnykh dvigatelyakh [Methods of reducing additional losses in low-voltage induction motors]. *Elektrotekhnicheskaya promyshlennost'. Elektricheskie mashiny*. 1975. no. 3. pp. 19-22.
9. Radin V.I., Londin I., Rozenknop V.D. and etc. *Unifitsirovannaya seriya asinkhronnykh dvigateley INTER-ELEKTRO* [Unified series INTER-ELECTRO of induction motors]. Moskow, Energoatomizdat, 1990. 432 p.
10. Cheldyshev A.M., Breev V.I. Rezul'taty issledovaniy asinkhronnykh mashin s mnogopaketnymi rotorami [Research results of induction machines with multipacket rotors]. *Issledovanie parametrov i kharakteristik elektricheskikh mashin peremennogo toka. Mezhvuzovskiy sbornik*. Sverdlovsk: UPI im. S.M. Kirova, 1983. pp. 11-18.
11. Williamson S., Adams N.K. Cage induction motors with interrings. IEEE Proceedings. 1989, Vol. 136. no. 6, pp. 263–274. Available at http://ieeexplore.ieee.org/ document/35426/ (accessed 10.01.2017).
12. Stavinskiy A.A. Asinkhronnyy dvigatel' s dvukhpaketnym vneshnim rotorom dlya privoda sudovogo vstraivaemogo elektroventilyatora [Induction motor with two sets external rotor for drive of ship embedded fan]. *Elektrotekhn. pr-vo. Peredovoy opyt i nauch.–tekhn. Dostizheniya dlya vnedreniya: Otrasl. inform. sb.* 1990. pp. 4-7.

Поступила (received) 07.02.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Асинхронні двигуни з тангенційним зсувом зубцових гармонік магнітного поля. Ч.1. Додаткові електрорушійні сили і втрати / А.А. Ставинський, О.О. Плахтир, Л.В. Вахоніна, О.О. Пальчиков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 16 – 21 . – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением зубцовых гармоник магнитного поля. Ч.1. Добавочные электродвижущие силы и потери / А.А. Ставинский, О.О. Плахтырь, Л.В. Вахонина, О.О. Пальчиков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та

електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 16 – 21 – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Induction motors with tangential displacement of tooth harmonic of the magnetic field. Pt. 1. Additional electromotive forces and losses / A.A. Stavinskii, O.O. Plakhtyr, L. V. Vakhonina, O.O. Palchykov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 16 – 21 . – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

«*Сведения об авторах /About the Authors*»

Ставинський Андрій Андрійович, доктор технічних наук, професор, Миколаївський національний аграрний університет, завідуючий кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; тел.: +38(0512) 36-49-63.

Ставинский Андрей Андреевич, доктор технических наук, профессор, Николаевский национальный аграрный университет, заведующий кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; тел.: +38(0512) 36-49-63.

Andrey Andreyevych Stavinskii, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Mykolaiv State Agrarian University, Chair of the Department of Electricity, Electrical and Electromechanical; tel.: +38(0512) 36-49-63.

Плахтир Олег Олегович, кандидат технічних наук, доцент, Миколаївський національний аграрний університет, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Плахтырь Олег Олегович, кандидат технических наук, доцент, Николаевский национальный аграрный университет, доцент кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Oleg Olegovych Plakhtyr, PhD in Engineering sciences, Mykolaiv State Agrarian University, Associate Professor of the Department of Electric power, Electrical engineering and Electromechanics; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Вахоніна Лариса Володимирівна, кандидат фізико-математичних наук, доцент, Миколаївський національний аграрний університет, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; тел.: +38(050) 521-92-00.

Вахонина Лариса Владимировна, кандидат физико-математических наук, доцент, Николаевский национальный аграрный университет, доцент кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; тел.: +38(050) 521-92-00.

Larisa Vladimirovna Vakhonina, PhD in Physico-mathematical sciences, Mykolaiv State Agrarian University, Associate Professor of the Department of Electric power, Electrical engineering and Electromechanics; tel.: +38(050) 521-92-00 .

Пальчиков Олег Олегович, асистент кафедри суднових електроенергетичних систем, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова; тел.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

Пальчиков Олег Олегович, ассистент кафедры судовых электроэнергетических систем, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова; тел.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

Oleg Olegovych Palchykov, Assistant of the Department of Ship Electrical Power Systems at the Admiral Makarov National Unaversity of Shipbuilding; tel.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

УДК 621.313.333

А. А. СТАВИНСКИЙ, О. О. ПЛАХТЫРЬ, Л. В. ВАХОНИНА, О. О. ПАЛЬЧИКОВ

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ТАНГЕНЦИАЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЗУБЦОВЫХ ГАРМОНИК МАГНИТНОГО ПОЛЯ Ч.2. ДОБАВОЧНЫЕ МОМЕНТЫ И СИЛЫ

Обґрунтовано спосіб покращення віброакустичних характеристик короткозамкнених асинхронних двигунів тангенційним зсувом ділянок зубців і стрижнів в роторах з секціонованими магнітопроводами і проміжними кільцями та відповідно зі зсувом гармонічних складових магнітного поля, що викликані зубчатістю активних поверхонь і дискретністю розподілу обмоток. Розглянуті конструкції магнітопроводів ротора, які реалізують вказаний спосіб.

Ключові слова: асинхронний двигун, додаткові моменти і сили, зубцеві гармоніки, зсув, компенсація, зовнішній ротор.

Обоснован способ улучшения виброакустических характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей тангенциальным смещением участков зубцов и стержней в роторах с секционированными магнитопроводами и промежуточными кольцами и соответственно со смещением гармонических составляющих магнитного поля, вызванных зубчатостью активных поверхностей и дискретностью распределения обмоток. Рассмотрены конструкции магнитопроводов ротора, реализующие указанный способ.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, добавочные моменты и силы, зубцовые гармоники, сдвиг, компенсация, внешний ротор.

Purpose. Presentation of way to improve vibroacoustic characteristics of induction motor with partitioned magnetic core and rotor winding with intermediate squirrel-cage rings by tangential shift of higher harmonics of magnetic field, which were caused by tooth components of air gap conductance and discrete distribution of winding. **Methodology.** The proof of compensation effect of higher components of forces and torques is based on the analytic method of specific conductivity of air gap. **Results.** The possibility of mutual compensation of tangential and radial vibration forces from tooth higher harmonics by shift of parts of teeth and bars by proportions of tooth segmentations has been shown. **Originality.** At present, the tendency of reducing noise and vibration of electrical machines are an elimination of self venting and a reduction of electromagnetic loads and an increasing the length and material consumption of machine, which is contrary to requirement of resource conservation in the construction of electrical machines. But the way, which is proposed in this article, is implemented by shift of teeth and parts of winding bars in adjacent sections of rotor magnetic core. **Practical value**. In known designs of rotors with shift of bars and teeth intermediate squirrel-cage rings are located on the active surface, which increases the losses and material consumption of the induction machine. These drawbacks are eliminated by using a cone-planar rotor magnetic, wherein the intermediate rings is covered by tapered surfaces of teeth. Turning circle of slot disclosures by shift of adjacent groups of magnetic core plates allows tangential displacement of tooth harmonics of magnetic field, analogously to turn parts of bars. The laboriousness of production of rotors with intermediate rings is reduced by decreasing the number of magnetic core sections.

Keywords: induction motor, additional torques and forces, tooth harmonics, displacement, compensation, external rotor.

Постановка проблемы. В последние десятилетия ужесточились, исходя из требований экологии, условий эксплуатации и специальных исполнений, нормы уровней вибраций и шумов электрических машин, в частности асинхронных двигателей (АД) [1-6]. Улучшение виброакустических характеристик (ВАХ) электродвигателей увеличивает их ресурс и срок службы, повышаются надежность и точность приводных механизмов и приборов [1]. Тенденцией улучшения ВАХ АД, одновременно со снижением потерь, является уменьшение электромагнитных нагрузок при повышении массы и габаритов, что противоречит требованиям энергоресурсосбережения. При этом имеются возможности улучшения ВАХ, снижения потерь и материалоемкости использованием скрытых резервов и конструктивно-структурных преобразований активной части, а также специальных АД, в том числе с внешним ротором [5-9].

Анализ последних исследований. Традиционные рекомендации [1-4] улучшения ВАХ АД, кроме снижения электромагнитных нагрузок, сводятся к рациональному выбору соотношений пазов и геометрии активной части с целью изменения соотношения частот возмущающих сил и собственных частот конструкции, отказу от самовентиляции и применению высокоточных подшипников. Используются скос пазов и ужесточение технологических допусков активной и конструктивной частей. Также в [2, 5, 6] указывается на возможность улучшения ВАХ АД использованием роторов с секционированными (разделенными на пакеты) магнитопроводами и общими или разделенными промежуточными короткозамыкающими кольцами (ПКК) обмотки. Так как подобным роторам должны соответствовать секционированные статоры, возрастают массы, габариты и трудоемкость производства АД [2]. Однако двухсекционная конструкция ротора позволяет повысить равномерность зазора и надежность, а также снизить трудоемкость производства АД с внешним ротором [6-9]. В [8] показана возможность повышения энергоэффективности ряда электроприводов на основе замены двигателей традиционной конструкции с внутренним ротором на АД с внешним ротором. В [9] обосновано снижение добавочных потерь АД от зубцовых гармоник проводимости зазора и магнитодвижущих сил (МДС) на основе тангенциального смещения участков зубцов и стержней.

Цель работы – анализ и обоснование, в продолжение и дополнение [9], влияния на вибровозмущающие силы (ВВС) и ВАХ короткозамкнутого АД тангенциального смещения в соседних зонах вдоль активной длины магнитопровода гармонических магнитной индукции, обусловленных дискретностью зубцово-пазовых структур, а также обоснование технических решений усовершенствования АД с таким смещением.

Изложение основного материала исследования. Суммарный вращающий момент АД с

© А. А. Ставинский, О. О. Пплахтырь, Л. В. Вахонина, О. О. Пальчиков, 2017

использованием метода удельной проводимости зазора определяется выражением [10]

$$M(\alpha,t)=-\lambda_\delta(\alpha,t)l_\delta\int_0^{2\pi}[F_S(\alpha,t)+F_R(\alpha,t)]\frac{\partial F_R(\alpha,t)}{\partial\alpha_R}d\alpha, \quad (1)$$

где $\lambda_\delta(\alpha, t)$ – удельная проводимость эквивалентного рабочего зазора в функции пространства (электрическая угловая координата α) и времени t;

$F_S(\alpha, t)$ и $F_R(\alpha, t)$ – МДС статора и ротора;

α_R – электрический угол поворота ротора относительно неподвижного статора.

В общем случае МДС статора и МДС ротора в АД с распределенной вторичной обмоткой определяются уравнениями:

$$F_S(\alpha,t)=F_{Sm1}\cos(\alpha-\omega_1 t)+\sum_{\nu(k=1)}^{\nu(k=\infty)}F_{Sm\nu}\cos(\nu\alpha-\omega_1 t); \quad 2)$$

$$F_R(\alpha,t)=F_{Rm1}\cos(\alpha-\varphi_{R1}-\omega_1 t)+ + \sum_{\nu(k=1)}^{\nu(k=\infty)}F_{Rm\nu}\cos(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t), \quad (3)$$

где $F_{Sm1}(\nu)$ и $F_{Rm1}(\nu)$ – амплитуда первой (ν-й) гармоники МДС статора и ротора;

ω_1 – частота сети;

$\varphi_{R1}(\nu)$ – угол сдвига между гармоническими МДС статора и ротора одного порядка;

k – ряд чисел (k = 0, 1, 2, 3…∞), для трехфазной обмотки статора $\nu = 6k \pm 1$.

Уравнение (1) после преобразований с использованием (2) и (3) представляется в виде

$$M(\alpha,t)=\lambda_\delta(\alpha,t)l_\delta\int_0^{2\pi}\left\{\sum_{\nu=1}^{\infty}F_{Sm\nu}\cos(\nu\alpha-\omega_1 t)+ +\sum_{\nu=1}^{\infty}F_{Rm}\cos(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t)\frac{\partial}{\partial\alpha_R}\times \times\left[\sum_{k=1}^{\infty}F_{Rm\nu}\cos(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t)d\alpha\right]\right\}=\lambda_\delta(\alpha,t)l_\delta\times \quad (4)$$

$$\times\left\{F_{Sm1}F_{Rm1}\int_0^{2\pi}[\cos(\alpha-\omega_1 t)\sin(\alpha-\varphi_{R1}-\omega_1 t)d\alpha+ +\int_0^{2\pi}\left[\sum_{k=1}^{\infty}F_{Sm\nu}\cos(\nu\alpha-\omega_1 t)\sum_{k=1}^{\infty}F_{Rm\nu}\sin(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t)\right]d\alpha\right\},$$

где каждое из подынтегральных произведений (4) преобразуется в сумму

$$\cos(\nu\alpha-\omega_1 t)\sin(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t)=\sin(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t+\nu\alpha-\omega_1 t)+ \sin(\nu\alpha-\varphi_{R\nu}-\omega_1 t-\nu\alpha+\omega_1 t)=\sin[2(\nu\alpha-\omega_1 t)-\varphi_{R\nu}]-\sin\varphi_{R\nu}. \quad (5)$$

Для виртуальной модели АД [9] с распределенной синусной обмоткой на «гладкой» активной поверхности статора и распределенной (в виде тонкостенного проводящего цилиндра) короткозамкнутой обмоткой ротора на контурной окружности зубчатого двухсекционного магнитопровода, соответствующий (1) и действующий на элементарный слой активной части момент, определяется с использованием (4) и (5)

$$M(\alpha,t)=\lambda_\delta^{'(''')}(\gamma,t)\frac{pF_{Sm1}F_{Rm1}}{2}\times \times\left[\int_0^{2\pi}\sin(2p\gamma-2\omega_1 t+\varphi_{R1})d\gamma+\pi\sin\varphi_{R1}\right], \quad (6)$$

где $\lambda_\delta^{'(''')}(\gamma,t)$ – функция $\lambda_\delta(\gamma, t)$ для активной части двух секций ротора в случае, когда магнитопровод статора гладкий, а вращающийся ротор зубчатый;

γ – геометрическая угловая координата при числе пар полюсов p, $\alpha = p\gamma$.

Проводимости $\lambda_\delta^{'(''')}(\gamma,t)$ для зон двух секций ротора определяются выражениями [10]:

$$\lambda'_\delta(\gamma,t)=\lambda_0+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}(p\gamma-\Omega t)\right]; \quad (7)$$

$$\lambda''_\delta(\gamma,t)=\lambda_0+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}(p(\gamma\pm\beta)-\Omega t)\right], \quad (8)$$

где λ_0 – удельная постоянная магнитная проводимость эквивалентного рабочего зазора [10];

λ_{zk} – амплитуда k-ой гармонической составляющей удельной проводимости зубчатости ротора;

z и Ω – число зубцов и частота вращения ротора;

p – число полюсов обмотки статора;

β – угол тангенциального смещения (сдвига) одной секции ротора относительно второй.

При подстановке (7) и (8) уравнение (6) для зон каждой из двух секций ротора рассматриваемой модели АД принимает вид:

$$M'(\gamma,t)=M_0+\frac{pF_{Sm1}F_{Rm1}}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}(p\gamma-\Omega t)\right]\times \times\left[\int_0^{2\pi}\sin(2p\gamma-2\omega_1 t+\varphi_{R1})d\gamma+\pi\sin\varphi_{R1}\right]; \quad (9)$$

$$M''(\gamma,t)=M_0+\frac{pF_{Sm1}F_{Rm1}}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_{zk}\cos\left[\frac{kz}{p}(p(\gamma\pm\beta)-\Omega t)\right]\times \times\left[\int_0^{2\pi}\sin(2p\gamma-2\omega_1+\varphi_{R1})d\gamma+\pi\sin\varphi_{R1}\right], \quad (10)$$

где M_0 – составляющая момента, соответствующая λ_0,

$$M_0=\frac{p\lambda_0F_{Sm1}F_{Rm1}}{2}\left[\int_0^{2\pi}\sin(2p\gamma-2\omega_1 t+\varphi_{R1})d\gamma+\pi\sin\varphi_{R1}\right].$$

Из (9) и (10) следует, что добавочные (вибровозмущающие) пульсационные (тангенциальные) моменты, вызванные гармониками проводимости порядка kz зоны первой секции могут быть компенсированы аналогичными моментами зоны второй секции. Условием противофазности наиболее значимых моментов порядка z является смещение зубцов секций магнитопровода ротора на угол $\beta = \pi/z$. При двойном тангенциальном смещении гармоник проводимости, например порядков z и $2z$ на углы β и $\beta' = \pi/(2z)$ исключаются также дополнительные группы электромагнитных моментов аналогичной природы.

Во второй виртуальной модели АД [9] синусная обмотка статора и дискретно распределенная и содержащая z стержней обмотка ротора расположены на соответствующих гладких активных поверхностях. Синусоидальное поле статора данной модели индуцирует в обмотке ротора синусоидальный ток частоты скольжения. Этот ток образует МДС ротора порядка

$$\mu = 1 \pm kz/p. \quad (11)$$

Для спектра (11) в системе координат, связанных с неподвижным статором, в соответствии с [10], можно записать

$$F_R(\gamma,t)=\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{Rm\mu}\cos\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-(\Omega_1-\Omega)t\right], \quad (12)$$

где $F_{Rm\mu}$ – амплитуда μ-й гармонической МДС ротора;

$\varphi_{R\mu}$ – угол сдвига между синусоидальной МДС статора и μ-й гармонической МДС ротора;

Ω_1 – частота вращения поля статора ($\Omega_1 = \omega_1/p$).

Для элементарного слоя активной части второй модели АД уравнение (1) представляется, с учетом (12) в виде

$$\begin{aligned}M(\gamma,t)=&-\lambda_0\int_0^{2\pi}\{F_{Sm1}\cos(p\gamma-\omega_1 t)+\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{Rm\mu}\times\\&\times\cos\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]\}\frac{\partial}{\partial\gamma_R}\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{Rm\mu}\times\\&\times\cos\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma=\lambda_0\times\\&\times\left\{\int_0^{2\pi}F_{Sm1}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sum_{\mu=1}^{\infty}\mu pF_{Rm\mu}\times\right.\\&\times\sin\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma+\\&+\int_0^{2\pi}\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{R\mu}\cos\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]\times\\&\left.\times\sum_{\mu=1}^{\infty}F_{R\mu}\mu p\sin\left[\mu(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma\right\},\end{aligned} \quad (13)$$

где $\Delta\Omega$ – разность Ω_1 и Ω, $\gamma_R = \alpha_R/p$.

Аналогично (4) и на основе (5), уравнение (13) упрощается и с учетом (11) для зон каждой из двух секций ротора при смещении второй секции на угол β принимает вид:

$$\begin{aligned}M'(\gamma,t)=&\frac{p\mu_0 l_\delta}{2\delta}F_{Sm1}\times\\&\times\left\{F_{Rm1}\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sin(p\gamma-\Omega t-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t)d\gamma+\right.\\&+\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sum_{k=1}^{\infty}(1\pm kz/p)F_{Rmk}\times\\&\left.\times\sin\left[(1\pm kz/p)(p\gamma-\Omega t)-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma\right\};\end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}M''(\gamma,t)=&\frac{p\mu_0 l_\delta}{2\delta}F_{Sm1}\times\\&\times\left\{F_{Rm1}\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sin\left[p(\gamma\pm\beta)-\Omega t-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma+\right.\\&+\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma-\omega_1 t)\sum_{k=1}^{\infty}(1\pm kz/p)F_{Rmk}\times\\&\left.\times\sin\left[(1\pm kz/p)p(\gamma\pm\beta)-(1\pm kz/p)\Omega t-\varphi_{R\mu}-\Delta\Omega t\right]d\gamma\right\}.\end{aligned} \quad (15)$$

Первые слагаемые (14) и (15) представляют пульсирующий момент от основной гармоники магнитного поля. После тригонометрических преобразований каждого из вторых слагаемых (14) и (15), действующие в частях модели АД с секционированной обмоткой ротора тангенциальные моменты можно представить в виде (записанном для упрощения при $t = 0$):

$$\begin{aligned}M'_g(\gamma,t)=&\frac{p\mu_0 l_\delta F_{Sm1}}{\delta}\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma)\sum_{k=1}^{\infty}(1\pm kz/p)\times\\&\times F_{Rmk}\sin(p\gamma-\varphi_{R\mu})\cos(kz\gamma)d\gamma;\end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}M''_g(\gamma,t)=&\frac{p\mu_0 l_\delta F_{Sm1}}{\delta}\int_0^{2\pi}\cos(p\gamma)\sum_{k=1}^{\infty}(1\pm kz/p)\times\\&\times F_{Rmk}\sin\left[p(\gamma\pm\beta)-\varphi_{R\mu}\right]\cos\left[kz(\gamma\pm\beta)\right]d\gamma.\end{aligned} \quad (17)$$

Из (16) и (17) следует, что тангенциальное смещение на угол $\pi/(2z)$ равных вдоль активной длины частей проводников ротора, выполненных с аналогичным смещением на π/z равных участков в каждой части, приводит к взаимной компенсации групп добавочных электромагнитных моментов от второй и первой зубцовых гармоник МДС ротора:

$$\cos\left[2z(\gamma\pm\pi/(2z))\right]=-\cos(2z\gamma);$$

$$\cos\left[z(\gamma\pm\pi/z)\right]=-\cos(z\gamma).$$

Указанному двойному смещению зубцов и стержней магнитопровода и обмотки соответствует конструкция секционированного ротора с конусно-плоскостным шихтованным магнитопроводом [6, 7, 11] (рис. 1).

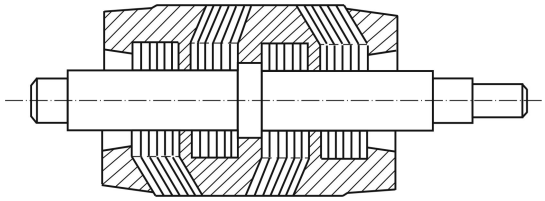


Рис. 1 – Короткозамкнутый ротор с промежуточными кольцами и специальным четырехсекционным магнитопроводом

Удельные радиальные ВВС определяются выражением [1-4, 10]

$$P_y(\alpha,t)=B_\delta^2(\alpha,t)/(2\mu_0), \quad (18)$$

где $B_\delta(\alpha, t)$ – функция распределения индукции в рабочем зазоре, $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ Гн/м .

Гармонический состав распределения индукции в рабочем зазоре при синусоидальной МДС статора для рассматриваемых моделей в момент времени $t = 0$ можно представить общим выражением

$$B_\delta(\gamma)=B_{\delta m}\cos(p\gamma)+\cos(p\Theta)\sum_{k=1}^{\infty}B_{zk}\cos(kz\gamma), \quad (19)$$

где $B_{\delta m}$ и B_{zk} – амплитуды основной гармоники и k-й зубцовой гармоники;

Θ – координата, для гармоник проводимости и МДС соответственно:

$$\Theta=\gamma;\quad \Theta=\gamma-\varphi_{R\mu}/p.$$

Оценка влияния тангенциального смещения зубцовых гармонических составляющих магнитного поля на радиальные ВВС АД может быть выполнена на основе сравнения таких сил, действующих в соседних секциях магнитопровода при сдвиге зубцов указанных секций или секций обмотки на угол β. В образовании добавочных моментов и сил, создающих тангенциальные и радиальные составляющие вибрации, возмущающие воздействия порядка $kz \geq 2z$ второстепенны, а основное значение имеют силовые

проявления определяющиеся (18) и (19) при $k = 1$ [1, 2, 10].

Радиальные силы действующие в зонах каждой из двух (′) и (″) секций рассматриваемых двух моделей АД при тангенциальном смещении зубцов или проводников на угол $\beta = \pi/z$ и при $k = 1$:

$$P'_{r1}(\gamma) \equiv \left(B'_{\delta 1}(\gamma)\right)^2 = \left[B_{\delta m}\cos(p\gamma) + \cos(p\Theta)B_{z1}\cos(z\gamma)\right]^2 = \\ = B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) + 2B_{\delta m}B_{z1}\cos(p\gamma)\cos(p\Theta)\cos(z\gamma) + \\ + B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\cos^2(z\gamma); \quad (20)$$

$$P''_{r1}(\gamma) \equiv \left(B''_{\delta 1}(\gamma)\right)^2 = \left[B_{\delta m}\cos(p\gamma) + \cos(p\Theta)B_{z1}\cos(z(\gamma \pm \beta))\right]^2 = \\ = B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) - 2B_{\delta m}B_{z1}\cos(p\gamma)\cos(p\Theta)\cos(z\gamma) + \\ + B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\cos^2(z\gamma), \quad (21)$$

где $B_{\delta 1}^{'(''')}(\gamma)$ – распределения (19) в смежных секциях ротора повернутых на π/z.

При выполнении магнитопровода и обмотки в соответствии с рис. 1 (с двойным тангенциальным смещением) радиальные силы, действующие в частях АД дополнительно повернутых на угол $\beta' = \pi/(2z)$, определяются:

$$P'_{r2}(\gamma) \equiv \left(B'_{\delta 2}(\gamma)\right)^2 = \left[B_{\delta m}\cos(p\gamma) + \cos(p\Theta)B_{z1}\cos(z\gamma')\right]^2 = \\ = B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) + 2B_{\delta m}B_{z1}\cos(p\gamma)\cos(p\Theta)\cos(z\gamma') + \\ + B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\cos^2(z\gamma'); \quad (22)$$

$$P''_{r2}(\gamma) \equiv \left(B''_{\delta 2}(\gamma)\right)^2 = \left[B_{\delta m}\cos(p\gamma) + \cos(p\Theta)\cos(z(\gamma' \pm \beta))\right]^2 = \\ = B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) - 2B_{\delta m}B_{z1}\cos(p\gamma)\cos(p\Theta)\cos(z\gamma') + \\ + B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\cos^2(z\gamma'), \quad (23)$$

где $B_{\delta 2}^{'(''')}(\gamma)$ – распределения (19) в смежных секциях повернутых на $\pi/(2z)$; $\gamma' = \gamma \pm \beta'$.

Из (20)-(23) следует, что при повороте смежных секций магнитопровода на $\beta = \pi/z$ наиболее интенсивные из дополнительных ВВС, определяющихся произведением $B_{\delta 1}B_{z1}$, действуют в противофазе. В рассматриваемых моделях АД с идеализированным статором и ротором из четырех секций (рис. 1) две пары которых повернуты на $\beta' = \pi/(2z)$, а в каждой паре секции повернуты на $\beta = \pi/z$, сумма сил (20)-(23) равна суммарной силе от основной гармоники поля, создающей полезный вращающий момент и деформацию статора двойной частоты синхронного вращения, а силы зубцовых гармоник порядка $k = 1$, взаимно компенсируются

$$P_r(\gamma) \equiv 0{,}25 l_\delta\left[P'_{r1}(\gamma) + P''_{r1}(\gamma) + P'_{r2}(\gamma) + P''_{r2}(\gamma)\right] \equiv \\ \equiv l_\delta B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) + 0{,}5 l_\delta B_{z1}\cos^2(p\Theta) \times \\ \times\left[\cos^2(z\gamma) + \cos^2(z(\gamma \pm \beta'))\right] \equiv \\ \equiv l_\delta\left[B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) + 0{,}5B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\right] \times \\ \times\left[\cos^2(z\gamma) + \sin^2(z\gamma)\right] \equiv \\ \equiv l_\delta\left(B_{\delta m}^2\cos^2(p\gamma) + 0{,}5B_{z1}^2\cos^2(p\Theta)\right) \cong \\ \cong l_\delta\left(B_{\delta m}^2 + 0{,}5B_{z1}^2\right)\cos^2(p\gamma) \cong l_\delta\left(B_{\delta m}^2 + 0{,}5B_{z1}^2\right) \times \\ \times\left[1 - \cos(2p\gamma)\right], \quad (24)$$

где l_δ – активная длина магнитопровода.

Сумма (24) соответствует результатам экспериментального определения ВАХ АД с секционированными роторами [5, 7]. Согласно [5-7] тангенциальное смещение секций ротора эффективней скоса пазов в части улучшения ВАХ.

Традиционные конструкции роторов и АД с ПКК усложнены секционированием, но такие кольца, в частности центральные, снижают тепловой эксцентриситет линии вала и повышают надежность машины [5, 6]. Эффективное использование тангенциального смещения зубцовых гармоник возможно при технологически простом решении задачи исключения выхода ПКК на активную поверхность. В АД с секционированными роторами и закрытыми ПКК также устраняется необходимость в секционировании статоров. Устранение недостатков известных конструкций АД с ПКК [2, 5] достигается использованием в роторе магнитопровода с конусными слоями электротехнической стали в зоне зубцов получаемых из идентичных плоских заготовок [6, 11] (рис. 1).

Во внешнем роторе обращенного АД зубцы при традиционном радиально-вертикальном положении пазов магнитно недоиспользованы. Поэтому для уменьшения массы и наружного диаметра ротора меньшие стороны пазов располагаются вдоль осей зубцовых делений, а для обеспечения вытеснения тока полем пазового рассеяния при пуске, пазовые раскрытия смещены с осей пазов к стенкам зубцов (рис. 2, *а*) [12]. Конструкция [12] позволяет смещать, переворотом на 180º, зубцовые наконечники смежных групп пластин. Чередующиеся положения зубцовых наконечников и пазовых раскрытий (рис. 2, *б*) позволяет смещать высшие гармоники, например зубчатости ротора, на половину зубцового шага (угол $\gamma_z/2$), что создает противофазность части составляющих ЭДС [9] и ВВС. Число разделенных ПКК секций может быть уменьшено до двух.

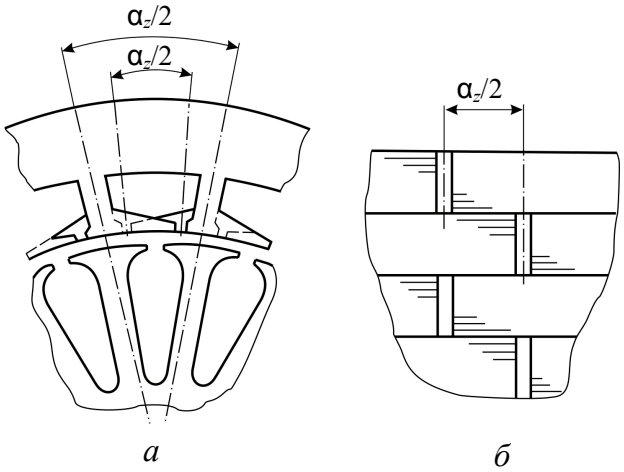


Рис. 2 – Магнитопровод ротора обращенного асинхронного двигателя: *а* – схема поперечного сечения; *б* – смещение зубцовых наконечников и пазовых раскрытий групп пластин

Структура магнитопровода (рис. 2) также может эффективно использоваться в АД с внутренним ротором при числе зубцов ротора меньшем числа зубцов статора.

Выводы.

1. Обоснована возможность улучшения ВАХ АД взаимной компенсацией ВВС от основных зубцовых гармоник проводимости зазора и МДС

тангенциальным смещением стержневых участков секций, зубцов и зубцовых наконечников магнитопровода короткозамкнутого ротора.

2. Повышение технического уровня АД с ПКК и тангенциальным смещением зубцовых гармоник поля возможно использованием вариантов магнитопровода с конусно-плоскостной структурой и с чередующимся положением зубцовых наконечников и пазовых раскрытий.

Список литературы

1. *Волков Л.К.* Вибрации и шум электрических машин малой мощности / *Л.К. Волков, Р.Н. Ковалев, С.Н. Никифорова* и др. – М. : Энергия, 1973. – 272 с.
2. *Шумилов Ю.А.* Асинхронные двигатели с улучшенными виброакустическими показателями / *Ю.А. Шумилов, В.К.Чебанюк.* – К. : Техніка, 1991. – 160 с.
3. *Belmans R.* Influence of torsional vibrations on lateral oscillations of induction motor rotors / *R. Belmans, A. Vandeput, W. Geysen* // IEEE Transactions on PAS. – 1985. – Vol. 104. – № 7. – P. 1832-1837. – Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/document/5528480/. – Дата обращения 12 января 2017.
4. *Nandi S.* Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages Energy Conversion / *S. Nandi, A. Shehad, H.F. Toleyat* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2001. – Vol. 16. – № 3. – P. 253-260. – Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/document/937205/.– Дата обращения 12 января 2017/.
5. *Челдышев А.М.* Результаты исследований асинхронных машин с многопакетными роторами / *А.М. Челдышев, В.И. Бреев* // Исследование параметров и характеристик электрических машин переменного тока. Межвузовский сборник. – Свердловск : УПИ им. С.М. Кирова. – 1983. – С. 11-18.
6. *Ставинский А.А.* Проблема и нетрадиционные технические решения улучшения виброакустических характеристик асинхронных двигателей / *А.А. Ставинский* // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – № 4. – С. 81-85.
7. *Ставинский А.А.* Асинхронный двигатель с внешним ротором для привода встроенного вентилятора / *А.А.Ставинский* // Информационный листок о научно-техническом достижении № 89 – 2663. – М. : ВИМИ, 1991. – 4 с.
8. *Ставинский А.А.* Универсальный метод обоснованного выбора технических решений активной части электрических машин и аппаратов / *А.А. Ставинский, Р.А. Ставинский, Е.А. Авдеева, О.О. Пальчиков* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016. – № 11. – С. 70-79.
9. *Ставинский А.А.* Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением зубцовых гармоник магнитного поля. Ч. 1. Добавочные электродвижущие силы и потери / *А.А. Ставинский, О.О. Плахтырь, Л.В. Вахонина, О.О. Пальчиков* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2017. – № . – С. . *
10. *Геллер Б.* Высшие гармоники в асинхронных машинах / *Б. Геллер, В. Гамата,* Пер. с англ. под ред. *З.Г. Каганова*. – М. : Энергия, 1981. – 352 с.
11. *Ставинский А.А.* Особенности магнитопроводов асинхронных двигателей с конической структурой зубцов / *А.А. Ставинский* // Известия Российской академии наук. Сер. Энергетика. – 1992. – № 5. – С. 130-137.
12. *Ставинский А.А.* Определение геометрических соотношений активной части асинхронных двигателей погружного, высокооборотного и обращенного исполнений / *А.А. Ставинский, О.О. Плахтырь, О.С. Вансач* // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. – 2001. – № 57. – С. 67-72.

References (transliterated)

1. Volkov L.K., Kovalev R.N., Nikiforova S.N. and etc. *Vibratsii i shum elektricheskikh mashin maloy moshchnosti* [Vibration and noise of low power electrical machines]. Moskow, Energiya Publ., 1973. 722 p.
2. Shumilov Yu.A., Chebanyuk V.K. *Asinkhronnye dvigateli s uluchshennymi vibroakusticheskimi pokazatelyami* [Induction motors with improved vibroacoustic indications]. Kyiv, Tekhnika Publ., 1991. 160 p.
3. Belmans R., Vandeput A., Geysen W. Influence of torsional vibrations on lateral oscillations of induction motor rotors. *IEEE Transactions on PAS.* 1985, vol. 104, no. 7, pp. 1832–1837. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/5528480/ (accessed 12.01.2017).
4. Nandi S., Shehad A, H.F. Toleyat H.F. Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages Energy Conversion. *IEEE Transactions on Magnetics.* 2001, vol. 16, no. 3, pp. 253–260. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/document/937205/ (accessed 12.01.2017).
5. Cheldyshev, A.M., Breev V.I. Rezul'taty issledovaniy asinkhronnykh mashin s mnogopaketnymi rotorami [Research results of induction machines with multipacket rotors]. *Issledovanie parametrov i kharakteristik elektricheskikh mashin peremennogo toka. Mezhvuzovskiy sbornik*. Sverdlovsk: UPI im. S.M. Kirova, 1983, pp. 11-18.
6. Stavinskiy A.A. Problema i netraditsionnye tekhnicheskie resheniya uluchsheniya vibroakusticheskikh kharakteristik asinkhronnykh dvigateley [Problem and nontraditional technical solutions of improving vibroacoustic characteristics of induction motors]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2004, no. 4, pp. 81-85.
7. Stavinskiy A.A. Asinkhronnyy dvigatel' s vneshnim rotorom dlya privoda vstroennogo ventilyatora [Induction motor with external rotor for drive of embedded fan]. *Informatsionnyy listok o nauchno-tekhnicheskom dostizhenii № 89 – 2663*. Moskow, VIMI, 1991, 4 p.
8. Stavinskiy A.A., Stavinskiy R.A., Avdeeva E.A. and etc. Universal'nyy metod obosnovannogo vybora tekhnicheskikh resheniy aktivnoy chasti elektricheskikh mashin i apparatov [The universal method of informed choice of technical solutions of electrical machines and apparatuses active part]. *Visnik NTU "HPI". Seriya "Elektrichni mashini ta elektromehanichne peretvorennya energii"*. Kharkov, 2016, no. 11, pp. 70-79.
9. Stavinskiy A.A., Plakhtyr' O.O., Vakhonina L.V. and etc. Asinkhronnye dvigateli s tangentsial'nym smeshcheniem zubtsovykh garmonik magnitnogo polya. Ch. 1. Dobavochnye elektrodvizhushchie sily i poteri [Induction motors with tangential displacement of tooth harmonic of the magnetic field. Pt. 1. Additional electromotive forces and losses]. *Visnik NTU "HPI". Seriya "Elektrichni mashini ta elektromehanichne peretvorennya energii"*. Kharkov:, 2017. no. , pp. .
10. Geller B., Gamata V. *Vysshie garmoniki v asinkhronnykh mashinakh* [Higher harmonics in asynchronous machines]. Moskow: Energiya Publ., 1981, 352 p.
11. Stavinskiy A.A. Osobennosti magnitoprovodov asinkhronnykh dvigateley s konicheskoy strukturoy zubtsov [Features of magnetic core of induction motors with a conical structure of teeth]. *Izvestiya Rossiyskoy akademii nauk. Ser. Energetika*. 1992, no. 5, pp. 130-137.
12. Stavinskiy A.A., Plakhtyr' O.O., Vansach O.S. Opredelenie geometricheskikh sootnosheniy aktivnoy chasti asinkhronnykh dvigateley pogruzhnogo, vysokooborotnogo i obrashchennogo [Determining geometric relationships of active part of induction motors of submersible, high-speed and inverted designs]. *Elektromashinobuduvannya ta elektroobladnannya: Mizhvid. nauk.-tekhn. zb.*, 2001, no. 57, pp. 67-72.

* Первая часть настоящей работы

Поступила (received) 07.02.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Асинхронні двигуни з тангенційним зсувом зубцових гармонік магнітного поля. Ч.2. Додаткові моменти і сили / А.А. Ставинський, О.О. Плахтир, Л.В. Вахоніна, О.О. Пальчиков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 22 – 27. – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением зубцовых гармоник магнитного поля. Ч.2. Добавочные моменты и силы / А.А. Ставинский, О.О. Плахтырь, Л.В. Вахонина, О.О. Пальчиков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 22 – 27. – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Induction motors with tangential displacement of tooth harmonic of the magnetic field. Pt. 2. Additional torques and forces / A.A. Stavinskii, O.O. Plakhtyr, L. V. Vakhonina, O.O. Palchykov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 22 – 27 . – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Ставинський Андрій Андрійович, доктор технічних наук, професор, Миколаївський національний аграрний університет, завідуючий кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; тел.: +38(0512) 36-49-63.

Ставинский Андрей Андреевич, доктор технических наук, профессор, Николаевский национальный аграрный университет, заведующий кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; тел.: +38(0512)36-49-63.

Andrey Andreyevych Stavinskii, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Mykolaiv State Agrarian University, Chair of the Department of Electricity, Electrical and Electromechanical; tel.: +38(0512)36-49-63.

Плахтир Олег Олегович, кандидат технічних наук, доцент, Миколаївський національний аграрний університет, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Плахтырь Олег Олегович, кандидат технических наук, доцент, Николаевский национальный аграрный университет, доцент кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Oleg Olegovych Plakhtyr, PhD in Engineering sciences, Mykolaiv State Agrarian University, Associate Professor of the Department of Electric power, Electrical engineering and Electromechanics; e-mail: slyguy_78@mail.ru

Вахоніна Лариса Володимирівна, кандидат фізико-математичних наук, доцент, Миколаївський національний аграрний університет, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки; тел.: +38(050) 521-92-00.

Вахонина Лариса Владимировна, кандидат физико-математических наук, доцент, Николаевский национальный аграрный университет, доцент кафедры электроэнергетики, электротехники и электромеханики; тел.: +38(050) 521-92-00.

Larisa Vladimirovna Vakhonina, PhD in Physico-mathematical sciences, Mykolaiv State Agrarian University, Associate Professor of the Department of Electric power, Electrical engineering and Electromechanics; tel.: +38(050) 521-92-00.

Пальчиков Олег Олегович, асистент кафедри суднових електроенергетичних систем, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова; тел.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

Пальчиков Олег Олегович, ассистент кафедры судовых электроэнергетических систем, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова; тел.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

Oleg Olegovych Palchykov, Assistant of the Department of Ship Electrical Power Systems at the Admiral Makarov National Unaversity of Shipbuilding; tel.: +38(512) 55-96-89; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

УДК 621.313.84

О. В. МАКАРЧУК, М. В. ХАЙ

БУДОВА ТА АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ НИЗЬКОШВИДКІСНИМ СЕРВОПРИВОДОМ НА ОСНОВІ СИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

Розглядається структура системи керування низькошвидкісним сервоприводом, що містить синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів та інкрементальний енкодер. Обґрунтовується спосіб формування квазісинусоїдальних напруг живлення. Пропонується методика розрахунку рівня пульсацій частоти обертання за умов використання енкодера з відомою роздільною здатністю та пропорційного регулятора.

Ключові слова: система керування, сервопривід, синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів, інкрементальний енкодер, частота обертання, роздільна здатність.

Рассматривается структура системы управления низкоскоростным сервоприводом, который содержит синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов и инкрементальный энкодер. Обосновывается способ формирования квазисинусоидальных напряжений питания. Предлагается методика расчета уровня пульсаций частоты вращения, при использовании энкодера с известной разрешающей способностью и пропорционального регулятора.

Ключевые слова: система управления, сервопривод, синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов, инкрементальный энкодер, частота вращения, разрешающая способность.

Purpose. Low-speed servo (<50 rotations per min) is an integral part of automated systems for which the ability to manage the most accurate movement of the working element – an angle, speed, acceleration - is the main technical requirement. **Formulation of the problem.** At the stage of servo design, an engineer has to solve a number of problems from different fields of electronics and electromechanics: to design or choose an electromechanical transducer – servomotor, select the desired rotor position sensor, to create a control system. **The aim** is to develop the structure of a servo control system comprising a synchronous motor with excitation from permanent magnets, to prove the feasibility of using incremental encoder and develop a method of selecting an encoder resolution. **Practical value.** The use of an incremental encoder is possible for low-speed servo on the basis of synchronous motor with permanent magnets which significantly reduces the cost of the drive as a whole. **Originality.** The mathematical model allows to calculate a ripple amplitude of the rotational speed when using the specified encoder resolution and the presence of proportional rotation regulator.

Keywords: control system, servo, synchronous motor with excitation from permanent magnets, incremental encoder, rotation, resolution.

Вступ. Низькошвидкісний сервопривід (<50 об/хв) є невід'ємною частиною автоматизованих систем, для яких здатність до якомога точнішого керування параметрами руху робочого елемента – кутом повороту, частотою обертання, прискоренням, – є основною технічною вимогою [1, 6]. З погляду цілої низки переваг такого приводу у порівнянні, наприклад, з кроковим, актуальною вбачається задача по подальшому розвитку та вдосконаленню методів його створення й аналізу.

Постановка задачі. На етапі проектування сервоприводів інженеру доводиться розв'язувати цілу низку задач з різних галузей електромеханіки та електроніки: проектувати або обирати електромеханічний перетворювач – серводвигун, підбирати необхідний давач положення ротора (ДПР), створювати систему керування (СК). Всі ці завдання у своєму взаємозв'язку впливають на кінцевий результат – забезпечення вимог технічного завдання (ТЗ). Тому важливо ще на етапі проектування таких систем мати рекомендації та методики щодо створення або вибору їх складових. У даній роботі увага приділена структурному синтезу вищезгаданої системи та особливостям вибору її окремих частин.

Мета дослідження:

- розробити будову СК сервопривода, що містить синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів (СДПМ);
- обґрунтувати доцільність використання інкрементального енкодера;
- розробити методику вибору роздільної здатності енкодера, у відповідності з вимогами щодо величини допустимої пульсації частоти обертання.

Структура сервопривода. Основною складовою частиною пропонованої системи є центральний процесор CPU1 (рис.1). До його функцій відноситься:

- читання абсолютного дискретного значення кута повороту ротора, перевірка коректності цього зна-чення та перерахунок його в електричні градуси (° ел.);
- зміна параметрів (коефіцієнтів заповнення) 3-фазного широтно-імпульсного регулятора (ШІР) напруги у відповідності з поточним дискретним значенням кута повороту ротора;
- обробка сигналів керування «верхнього» рівня – «ПУСК», «СТОП», «РЕВЕРС» та ін.

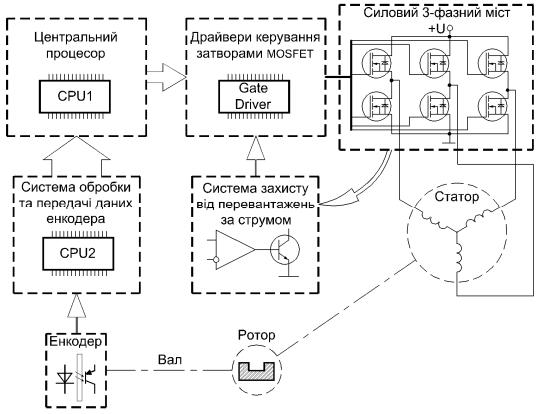


Рис. 1 – Структура двопроцесорної СК

© О. В. Макарчук, М. В. Хай, 2017

ШІР напруги побудований на двох лічильниках, що входять до складу контролера CPU1. Шість виходів контролера, стан яких керується регістрами лічильників, безпосередньо сполучаються з мікросхемами драйверів затворів потужних польових транзисторів типу MOSFET [4].

Необхідність у використанні цих драйверів обумовлена двома причинами: по-перше, для силових ключів вони генерують сигнали відкривання/закривання такої форми, що мінімізують втрати в них та забезпечують швидкодію всієї системи; по-друге, використовуючи так звані Bootstrap-конденсатори, ці драйвери керують 3-фазним мостом використовуючи лише одне джерело живлення (у нашому випадку напругою 12 В). Відмова від їх використання призвела б до необхідності використання принаймні 4-х гальванічно не зв'язаних джерел живлення.

ШІР під керуванням CPU1 формує 3-фазну систему синусоїдальних напруг живлення обмотки якоря двигуна. Правда, вважати ці напруги синусоїдальними можна лише умовно. Якщо після подачі цієї системи напруг на якір двигуна, результуючий вектор намагнічувальної сили обмотки якоря буде випереджувати за напрямом обертання поздовжню вісь індуктора (вісь *d*), двигун почне обертання.

На валу двигуна встановлено давач кута повороту ротора – енкодер. Цей пристрій перетворює інформацію про положення ротора в електричний сигнал. Для цього використовуються цифрові абсолютні енкодери, які положення обертової частини перетворюють безпосередньо в бінарний код або код Грея. Цей різновид енкодерів порівняно дорогий, і найчастіше застосовується у високоточних сервоприводах верстатів з ЧПК, слідкуючих та навігаційних системах.

Більш розповсюдженими та дешевими для даного застосування є, так звані, інкрементальні енкодери (анг. increment – (матем.) інкремент, (нескінченно малий) приріст; крок) – пристрої, які відносне положення обертової частини кодують певною кількістю електричних імпульсів. Якщо постійно рахувати цю кількість, то стає відомим дискретне значення кута повороту ротора відносно певного початкового положення.

Для порівняння, 12-бітовий абсолютний енкодер фірми Kubler в Україні коштує ≈ 450 євро, а інкрементальний тієї ж фірми та такої самої розрядності ≈ 150 євро.

Отже, імпульси інкрементального енкодера підраховуються спеціально створеною системою обробки та передачі даних (СОПД), яка перетворює їх у абсолютне значення кута повороту ротора та у вигляді бінарного коду передає до центрального процесора СК. СОПД побудована на основі іншого мікроконтролера CPU2.

Застосування додаткового контролера дозволило розвантажити центральний процесор та підняти швидкодію всієї системи, а використання інкрементального енкодера разом з пропонованою СОПД дозволило здешевити СК майже у тричі. Також, з'явилася можливість запису поточних значень кута повороту або частоти обертання на цифрові накопичувачі інформації персональних комп'ютерів.

Однак, при пуску сервопривода з довільного стану виникає необхідність у початковому встановленні ротора в положення, що відповідає реперному. Цю обставину можна вважати основним недоліком застосування інкрементального енкодера у порівнянні з абсолютним, який здатен передавати інформацію про фактичне положення об'єкту відразу після вмикання живлення.

Таке початкове встановлення ротора двигуна у реперне положення здійснюється програмно, за допомогою процедури, що реалізує пуск та роботу СДПМ без ДПР. Блок-схема головного модуля обслуговуючої програми наведена на рис. 2.

Можна казати, що структурні елементи пропонованої СК – ШІР напруги, силовий міст та енкодер, разом з СОПД, – охоплені петлею зворотного зв'язку за положенням ротора, й реалізують класичну схему фазового автопідлаштування частоти, яка широко застосовується в автоматиці.

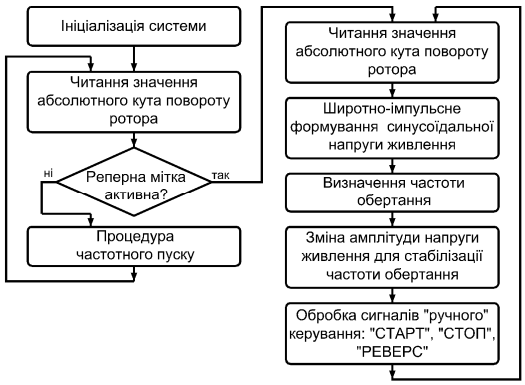


Рис. 2 – Блок-схема обслуговуючої програми

Також зазначимо, що пропонована система має апаратно незалежну систему захисту від перевантажень за струмом. Вона побудована з використанням давача Холла та вимикає ключі моста за допомогою спеціального сигналу для драйверів керування затворами. Система захисту має властивості тригеру й після спрацювання потребуватиме ручного втручання.

Широтно-імпульсне регулювання напруги. В основі принципу широтно-імпульсного регулювання напруги або струму лежить властивість, притаманна сигналам прямокутної форми – їх середнє значення $\xi_{\text{ср}}$ за період T_i пропорційно добуткові

$$\xi_{\text{ср}} = \frac{1}{T_i}\int_0^{T_i} \xi dt = \frac{t_i}{T_i}\xi_{\max} = k_{\text{з}}\xi_{\max}, \qquad (1)$$

де $k_{\text{з}} = \dfrac{t_i}{T_i}$ – коефіцієнт заповнення імпульсу;

$\xi_{\max}$ – його амплітуда;

t_i – тривалість імпульсу.

Отже, маючи можливість змінювати $k_{\text{з}}$ високочастотного сигналу сталої амплітуди, можна формувати низькочастотні сигнали практично будь-якої форми.

Для формування синусоїдальних напруг живлення серводвигуна змінюватимемо електричні потенціали виводів його фазних обмоток, під'єднаних до силового напівпровідникового транзисторного моста, відносно нульового потенціалу «землі», за гармонічним законом. Транзистори моста, витоки яких під'єднано на «землю», називатимемо «нижніми», а ті, стоки яких під'єднані на + напруги живлення $+U_ж$ – «верхніми» (див. рис.1).

Як вже згадувалося, апаратно ця функція здійснюється за допомогою лічильників, вбудованих в мікроконтролер CPU1 системи керування. Шість виводів контролера, стан яких безпосередньо залежить від вмісту регістрів лічильників, через мікросхеми-драйвери керуватимуть ключами силового моста, до якого й під'єднані виводи фаз машини.

На рис. 3 схематично показано зміну значення лічильного регістра такого лічильника від 0 до значення $L_{\max}$ та назад до 0. В моменти часу, коли значення CP, розташоване в регістрі порівняння, збігається зі значенням в лічильному регістрі, відбувається зміна стану відповідного виходу U_L мікроконтролера.

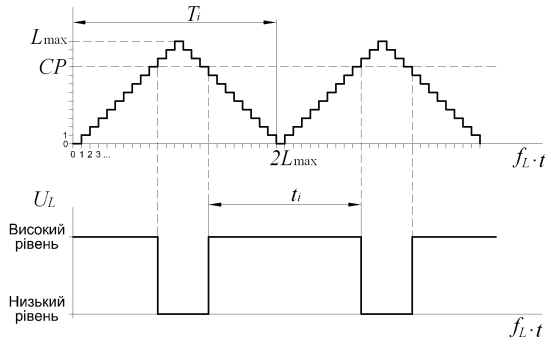


Рис. 3 – Принцип зміни коефіцієнту заповнення імпульсів керування

У регістри порівняння лічильників записуватимемо відповідні значення, пропорційні до $k_з$ й такі, що є гармонічними функціями кута повороту ротора. Тоді, середні значення потенціалів виводів фазних обмоток за період ШІР змінюватимуться відносно «землі» за законами

$$\varphi_U^* = A^*(1+\sin(\gamma));$$
$$\varphi_V^* = A^*(1+\sin(\gamma-120^\circ));$$
$$(2)\quad \varphi_W^* = A^*(1+\sin(\gamma+120^\circ)),$$

де A^* – амплітуда потенціалів у відносних одиницях (в.о.) (за базове значення прийнята постійна напруга живлення силового моста $U_ж$ ($U_ж^* = 1$ в.о.));

γ – кут повороту ротора у ° ел. Максимальне (теоретичне) значення $A^* = 0{,}5$ в.о.

Лінійна напруга, що подається на обмотки U та V двигуна, вираховується як

$$U_{UV}^* = \varphi_U^* - \varphi_V^* = A^*(1+\sin(\gamma)) - A^*(1+\sin(\gamma-120^\circ)) = -\sqrt{3}A^*\cos(\gamma+60^\circ), \quad (3)$$

а відносне значення її амплітуди $U_A^* = 0{,}866$ в.о.

Пам'ятаючи про необхідність так званих «мертвих» зон – часових інтервалів, коли обидва транзистори півмоста знаходяться у вимкненому стані, реальне значення A^* є дещо меншим від 0,5 в.о. Це дозволяє уникати наскрізних струмів, особливо за індуктивного навантаження моста.

На практиці час «мертвої» зони приймають 2-5 μс, що в перерахунку на дискретні значення $k_з$ призводить до істотного зменшення амплітуди A^*.

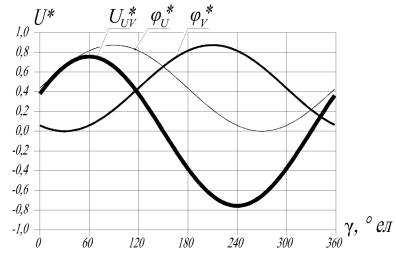
Наприклад, для 9-розрядного лічильника, що працює на частоті $f_L = 16$ МГц «мертва» зона $t_{мз} = 4\mu c$ потребуватиме $f_L \cdot t_{мз} = 16 \cdot 4 = 64$ такти, що призведе до зменшення амплітуди потенціалів $A^* = 0{,}5\left(1 - \frac{f_L \cdot t_{мз}}{2^9}\right) = 0{,}4375$ в.о. й відповідно до зменшення амплітуди лінійної напруги $U_A^* = \sqrt{3}A^* = 0{,}758$ в.о. Частота ШІР, в цьому випадку розраховується як $f_{ШІР} = \frac{f_L}{2 \cdot 2^9} = 15{,}625$ кГц.

На рис.4, *а* показано залежності від кута повороту потенціалів двох фазних обмоток та відповідна їм лінійна напруга з урахуванням $t_{мз}$.

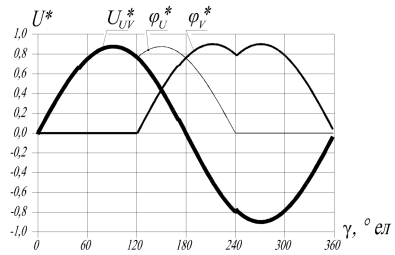
Можливий інший спосіб формування гармонічних напруг. Потенціали виводів фазних обмоток змінюватимемо за кусковими функціями виду

$\varphi_U^* = 2A^*\sin(\gamma)$ у діапазоні кутів повороту ротора від $0 \div 120^\circ$ ел. ;

$$\varphi_U^* = 2A^*\sin(\gamma+120^\circ) \text{ – від } 120 \div 240^\circ \text{ ел.}; \quad (4)$$
$$\varphi_U^* = 0 \text{ – від } 240 \div 360^\circ \text{ ел.}$$



а



б

Рис. 4 – Принципи формування синусоїдальних напруг живлення, за допомогою:
а – неперервних функцій; *б* – кускових функцій

Потенціали φ_V^* та φ_W^* зсунуті за фазою відносно φ_U^* на кути $+120^\circ$ ел. та -120° ел. відповідно. Амплітуда лінійної напруги з урахуванням $t_{мз}$, в даному випадку складає $U_A^* = 2A^* = 0{,}875$ в.о., що на 11,7 % більше ніж у випадку використання неперервних функцій.

Також, видно (див. рис. 4, *б*), що, за даного способу регулювання, третину періоду «нижні» транзистори будуть повністю відкритими, а відповідні «верхні» – закритими. Це очевидно істотно зменшить динамічні втрати в ключах, які мають місце за їх перемикання.

Враховуючи вищенаведені переваги, обрано саме такий спосіб формування синусоїдальних напруг живлення.

На рис. 5, *а* показано осцилограми лінійної напруги виміряної безпосередньо на затискачах двигуна та тієї ж напруги поданої на осцилограф через згладжуючий RC фільтр (10 кОм, 68 нФ).

На рис. 5, *б* наведено ті ж самі напруги але за іншої часової розгортки (частота ШІР 15,625 кГц).

На рис. 5, *в* показано фільтровані напруги на двох протилежних ключах півмоста («верхньому» та «нижньому»), виміряні відносно точки приєднання фази двигуна.

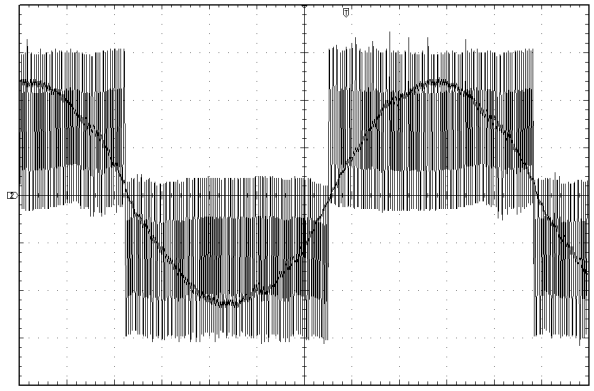
Методика вибору роздільної здатності енкодера. Для розробки такої методики з'ясуємо причини, що призводять до пульсацій частоти обертання ω. На нашу думку, це наступні фактори:

- пульсації моменту навантаження, прогнозованого та випадкового характеру;
- відхилення форми напруг живлення від синусоїдальної;
- магнітна несиметрія магнітопроводу (неоднаковість магнітних характеристик полюсів індуктора);
- геометрична несиметрія магнітопроводу (відхилення розмірів технологічного характеру, ексцентриситет і радіальне биття ротора);
- насичення магнітопроводу;
- зубчаста структура осердя статора.

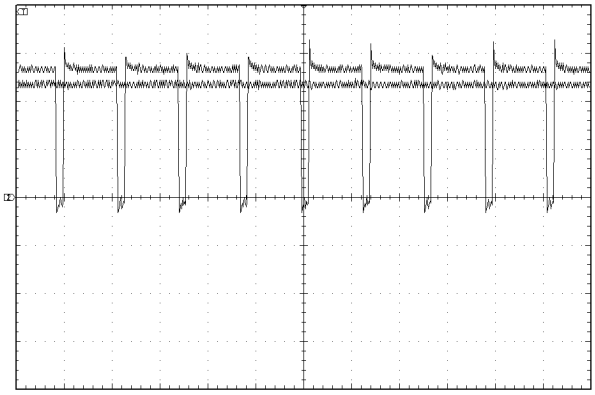
Вплив деяких з цих факторів, можна мінімізувати ще на етапі проектування машини. Зокрема, правильний вибір співвідношення між кількостями зубців статора й полюсів ротора та конструкції ротора з постійними магнітами [1, 2], селектування магнітів, профілювання повітряного проміжку, скіс пазів осердя статора або полюсів, істотно зменшує реактивний момент обумовлений зубчастістю осердя.

Але незалежно від походження пульсації частоти обертання доводиться усувати за допомогою апаратних або програмних регуляторів в колі зворотного зв'язку. Оскільки до складу сервоприводу входить енкодер, пропонуємо саме його використовувати як давач частоти обертання [5, 6]. Отже, рівень пульсацій ω після регулювання, в першу чергу, буде залежати від роздільної здатності енкодера.

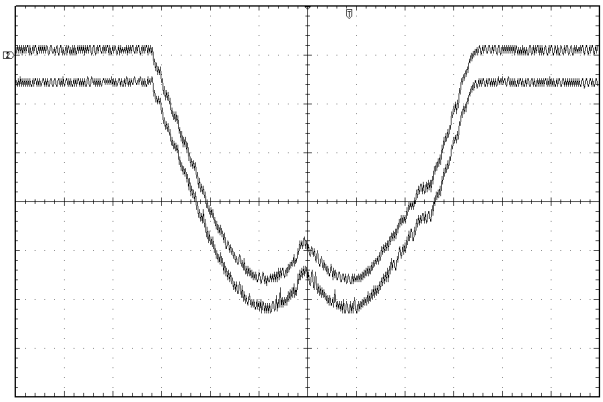
Інформація про поточне значення ω потрапляє до СК дискретно, через приблизно однакові інтервали часу



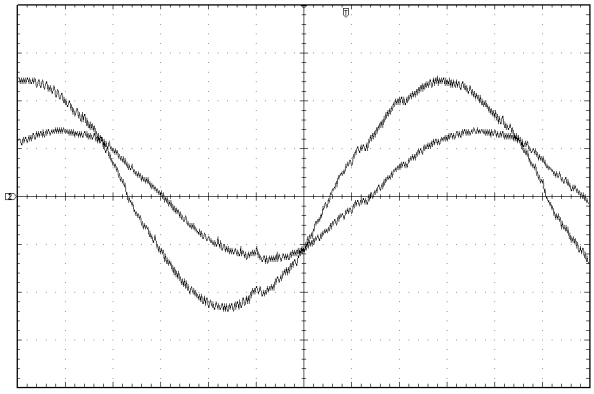
а



б



в



г

Рис. 5 – Осцилограми напруг *а* – mt=10 mc/под; mu=10 В/под.; *б* – mt=50 μc/под; mu=10 В/под.; *в* – mt=10 mc/под; mu=5 В/под.; *г* – mt=10 mc/под; mu=10 В/под

$$t_{д} = 2\pi/(\omega \cdot N) + t_t, \text{ [с]}, \quad (5)$$

де N – роздільна здатність енкодера;

t_t – час перетворення та передачі інформації про частоту.

Якщо за цей проміжок часу приріст частоти обертання $\Delta\omega$, зумовлений вищезгаданими чинниками, стане настільки великим, що виходитиме за межі допустимого (наприклад, заданого у ТЗ) значення, це буде свідчити про недостатню роздільну здатність енкодера N.

Пропонуємо наступний підхід до вирішення цієї задачі. За допомогою спрощеної математичної моделі динаміки руху ротора двигуна визначатимемо амплітуду пульсації частоти обертання. За результатами розрахунків роздільну здатність давача прибиратимемо так, щоби залежний від неї час оновлення інформації про частоту обертання, дозволяв регулятору реагувати на зміну частоти з необхідною швидкодією.

Для запису системи рівнянь динаміки ротора ЕМ приймемо наступні допущення [3]:

- електромагнітний момент залежить лише від кута повороту ротора.
- момент статичного навантаження лінійно залежить від частоти обертання.

Система рівнянь динаміки складатиметься з рівняння рівноваги моментів

$$-J\frac{d\omega}{dt} + M_{ел} + M_{ст} = 0 \quad (6)$$

та формули

$$\omega = d\gamma/dt, \quad (7)$$

де

$$M_{ел} = M_{н} + K_{п}(\omega_{у} - \omega_{д}) + M_a \sin(\xi\gamma) \quad (8)$$

– електромагнітний момент машини;

J – момент інерції обертових частин;

$M_{н}$ – середнє значення номінального моменту;

$K_{п}(\omega_{у} - \omega_{д})$ – доданок, що відтворює наявність регулятора моменту;

$K_{п}$ – коефіцієнт підсилення регулятора;

$\omega_{у}, \omega_{д}$ – очікуване значення частоти обертання (завдання) та поточне дискретне значення частоти обертання, відповідно;

$\omega_{д}$ оновлюється через проміжок часу $t_{д}$;

M_a – амплітуда пульсації електромагнітного моменту будь-якого походження;

ξ – кількість періодів пульсацій на один оберт;

γ – кут повороту ротора енкодера.

$$M_{ст} = -\left(\frac{0{,}01\omega}{\omega_{у}} + 0{,}99\right)M_{н} \quad (9)$$

– статичний момент навантаження. Така форма запису $M_{ст}$ дозволяє «утримувати» частоту обертання в околі очікуваного значення $\omega_{у}$.

Алгебризувавши похідні за методом Ейлера, для k-го кроку інтегрування

$$-\frac{J}{h}(\omega_k - \omega_{k-1}) + M_{ел,k} + M_{ст,k} = 0, \quad (10)$$

$$\omega_k = \frac{1}{h}(\gamma_k - \gamma_{k-1}), \quad (11)$$

розв'язавши (11) відносно γ_k

$$\gamma_k = h\omega_k + \gamma_{k-1} \quad (12)$$

та підставивши (12) у (10) з урахуванням (8), (9), отримаємо нелінійне алгебричне рівняння

$$-\frac{J}{h}(\omega_k - \omega_{k-1}) + M_{н} + K_{п}(\omega_{у} - \omega_{д}) + \\ + M_a \sin(\xi h\omega_k + \xi\gamma_{k-1}) - \left(\frac{0{,}01\omega_k}{\omega_y} + 0{,}99\right)M_{н} = 0. \quad (13)$$

Розв'язуватимемо його методом Ньютона. Поправку до частоти обертання, на l-ій ітерації методу Ньютона, шукатимемо за виразом

$$\Delta\omega_k^{(l)} = \frac{-\gamma_k^{(l-1)}}{-\frac{J}{h} + M_a \xi h \cos(\xi h\omega_k^{(l-1)} + \xi\gamma_{k-1}) - \frac{0{,}01 \cdot M_{н}}{\omega_{у}}} \quad (14)$$

де

$$\gamma_k^{(l-1)} = -\frac{J}{h}(\omega_k^{(l-1)} - \omega_{k-1}) + M_{н} + K_{п}(\omega_{у} - \omega_{д}) + \\ + M_a \sin(\xi h\omega_k^{(l-1)} + \xi\gamma_{k-1}) - \left(\frac{0{,}01\omega_k}{\omega_y} + 0{,}99\right)M_{н} \quad (15)$$

– нев'язка (12).

Наближення невідомих

$$\omega_k^{(l)} = \omega_k^{(l-1)} + \Delta\omega_k^{(l)}, \quad \gamma_k^{(l)} = h\omega_k^{(l)} + \gamma_{k-1}. \quad (16)$$

Вхідними даними даної моделі є: середнє значення номінального моменту $M_{н}$, [Н·м]; амплітуда пульсації електромагнітного моменту $M_{а}$, [Н·м]; кількість періодів пульсацій на один оберт ξ; момент інерції обертових частин J, [кг·м^2]; очікуване значення частоти обертання $\omega_{у}$, [рад/с]; роздільна здатність енкодера N_e, [положень/оберт]; коефіцієнт підсилення регулятора $K_{п}$, [Н·м/с]. Також, необхідно окреслити початкову умову – значення $\gamma = \gamma_0$, $\omega = \omega_0$ для моменту часу $t = t_0$.

Послідовність розрахунку невідомих (16) на k-му кроці інтегрування наступна:

1. За $(l-1)$-им наближенням невідомих обчислити нев'язку (15).

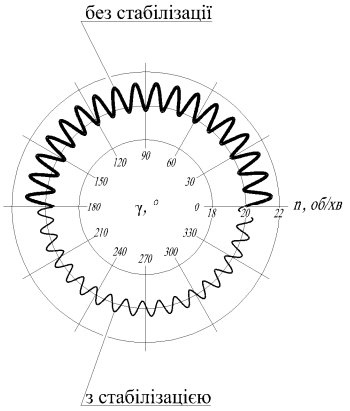
2. Розрахувати поправку $\Delta\omega_k^{(l)}$ та l-те наближення невідомих $\omega_k^{(l)}$, $\gamma_k^{(l)}$, за (14) та (16).

3. Повторити п.п. 1-2, якщо точність визначення поправки незадовільна. У протилежному випадку – перейти до виконання наступного кроку інтегрування.

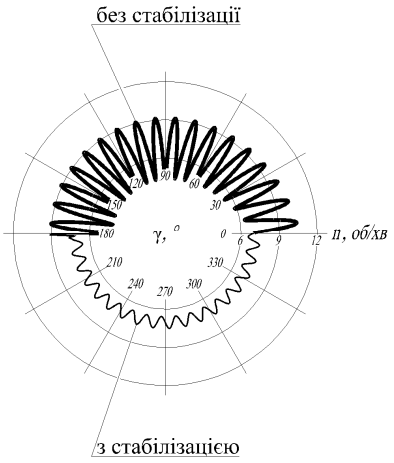
Розрахункові залежності миттєвих значень частот обертання від кута повороту ротора зображено на рис.6, *а*, *б*. Вхідні дані для розрахунку обрано наступні:

$M_н = 1{,}0$ Н·м; $M_a = 0{,}07$ Н·м, $\xi = 36$;

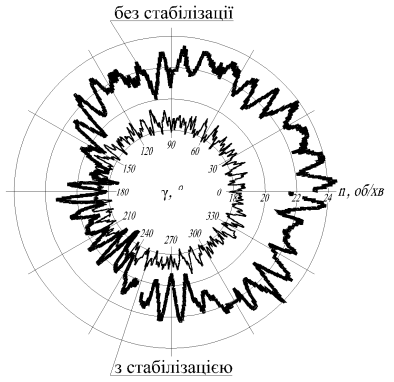
$J = 8{,}5 \cdot 10^{-3}$ кг·м^2, $N = 1150$.



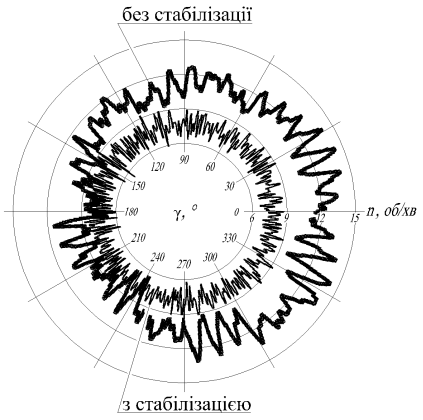
а



б



в



г

Рис. 6 – Розрахункові та експериментальні залежності частоти обертання від кута повороту ротора

Аналогічні залежності для частоти обертання, але отримані експериментально на дослідній установці, зображено на рис. 6, *в*, *г*. Зауважимо, що в дослідженнях зображених на рис.6, *а*, *в* досягалася частота обертання 20 об/хв , а на рис. 6, *б*, *г* – 7 об/хв .

Відповідно, коефіцієнт підсилення для першого випадку становив $K_{\text{п}} = 4{,}9 \cdot 10^{-4}$ Н·м/с , а для другого – $K_{\text{п}} = 6{,}1 \cdot 10^{-5}$ Н·м/с .

Порівняльний аналіз числових значень інтегральних показників якості регулювання частоти обертання, наведений в табл. 1, дозволяє судити про адекватність моделі та її придатність для використання в задачах синтезу низькошвидкісних сервоприводів.

Таблиця 1 – Результати математичних та фізичних експериментів

		Очікуване значення частоти обертання			
		20 об/хв			
		модель		експеримент	
		не стаб.	стаб.	не стаб.	стаб.
Середнє значення *n*, об/хв		20,5	20,0	21,2	18,5
Відхилення	максимальне, об/хв	21,5	20,5	24,6	19,5
	мінімальне, об/хв	19,5	19,6	17,2	17,0
	середньоквадратичне, об/хв	0,56	0,31	1,55	0,36
		7 об/хв			
		модель		експеримент	
		не стаб.	стаб.	не стаб.	стаб.
Середне значення *n*, об/хв		6,8	7,0	10,5	7,7
Відхилення	максимальне, об/хв	10,4	7,5	14,2	9,3
	мінімальне, об/хв	4,2	6,6	6,1	5,3
	середньоквадратичне, об/хв	1,72	0,33	1,63	0,64

Висновки.

1. Використання інкрементального енкодера можливе для низькошвидкісного сервопривода на основі СДПМ, що істотно зменшує вартість привода в цілому.

2. Формування квазісинусоїдальних напруг живлення за допомогою ШІР, що використовує закон регулювання у вигляді кускових функцій дозволяє отримати амплітуди напруг на 11,7 % більші, у порівнянні з аналогічним регулюванням на основі неперервних функцій.

3. Розроблено математичну модель, яка дозволяє розрахувати амплітуду пульсації частоти обертання за умови використання енкодера заданої роздільної здатності та наявності пропорційного регулятора частоти обертання.

Список літератури

1. *Макарчук О.В.* Ротори електричних машин зі збудженням від постійних магнітів / *О.В. Макарчук, І.Г. Шаповалов* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2011. – Вип. 1/2011 (13). – С 21-26.
2. Lovelace E.C. Design and experimental verification of a direct-drive interior PM synchronous machine using a saturable lumped-

parameter model / E.C. Lovelace, T. Keim, J.H. Lang, D.D. Wentzloff, T.M. Jahns, J. Wai, P.J. McCleer // Ind. Applicat. Conf. – 2002, 37th IAS Annual Meeting, vol.4. –pp.2486-2492.

3. Жильцов А. В. Чисельний розв'язок рівнянь динаміки коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами / А. В. Жильцов. Д. С. Сорокін// Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». –2015. – № 5 (1114). – С. 37-44.
4. Proven, Innovative Microcontroller Technologies with Low Power and High Performance. Avaplable at. http://www.atmel.com. (accessed 05.02.2017).
5. Jonathan Oxer and Hugh Blemings. Practical Arduino: Cool Projects for Open Source Hardware. Apress, 2009 - 445 p.
6. Sew Eurodrive. Сервоприводы. Основы, характеристики, проектирование. Серия «Практика приводной техники». ЗАО СЕВ-ЕВРОДРАЙФ. 2000. – Том 7. – С. 73.

References (transliterated)

1. Makarchuk O.V. Shapovalov I.H. *Rotory elektrychnykh mashyn zi zbudzhennyam vid postiynykh mahnitiv* [Rotors of electrical machines with excitation from permanent magnets]. Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems. – Kremenchug : KrNU, 2011. – Release 1/2011 (13), pp. 21-26.
2. Lovelace, E.C. Keim, T. Lang, J.H. Wentzloff, D.D. Jahns, T.M. Wai, J. McCleer, P.J. "*Design and experimental verification of a direct-drive interior PM synchronous machine using a saturable lumped-parameter model*". Ind. Applicat. Conf., 2002. 37th IAS Annual Meeting, vol.4, pp.2486-2492, 2002.
3. Chysel'nyj rozv'jazok rivnjan' dynamiky koaksial'no-linijnogo dvyguna z postijnymy magnitamy [Numerical solution of dynamics equations coaxial linear motors with permanent magnets] / A. V. Zhiltsov, D. S. Sorokin // *Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and Electromechanical energy conversion»*. – Kharkiv : NTU «KhPI». 2015. – № 5 (1114). – P. 37-44.
4. Proven, Innovative Microcontroller Technologies with Low Power and High Performance. Avaplable at. http://www.atmel.com. (accessed 05.02.2017).
5. Jonathan Oxer and Hugh Blemings. *Practical Arduino: Cool Projects for Open Source Hardware*. Apress, 2009. - 445 p.
6. Sew Eurodrive. Servoprivody. Osnovy, kharakteristiki, proyektirovaniye [Сервоприводи. Основи, характеристики, проектування] *Seriya «Praktika privodnoy tekhniki»* [Servo. Fundamentals, characteristics, design. «Practical Drive Engineering» series]. Company NORTH-EVRODRAYF, St. Petersburg. 2000. Vol. 7. p. 73.

Надійшла (received) 05.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Будова та алгоритм керування низькошвидкісним сервоприводом на основі синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів / О. В. Макарчук, М. В. Хай // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 28–34. – Бібліогр.: 6 назви. – ISSN 2409-9295.

Устройство и алгоритм управления низкоскоростным сервоприводом на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов / А. В. Макарчук, М. В. Хай // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 28–34. – Бібліогр.: 6 назви. – ISSN 2409-9295.

Structure and low-speed servo control algorithm based on synchronous motor with excitation from permanent magnets / O. V. Makarchuk, M. V. Khai // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 28–34. – Bibliogr.: 6. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Макарчук Олександр Володимирович, кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Макарчук Александр Владимирович, кандидат технических наук, доцент, Национальный университет «Львовская политехника», доцент кафедры электрических машин и апаратов, тел. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Makarchuk Oleksandr Volodimirovich, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnica», Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Хай Михайло Васильович, кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Хай Михаил Васильевич, кандидат технических наук, доцент, Национальный университет «Львовская политехника», доцент кафедры электрических машин и апаратов, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Khai Mykhailo Vasylovich, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnica», Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

УДК 621.313.333

Ю. М. ВАСЬКОВСЬКИЙ, О. А. ГЕРАСКІН, Н. В. БЕЛЕНОК

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ СТАРІННЯ СТАЛІ МАГНІТОПРОВОДА СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА НА ЙОГО ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Методами математичного моделювання досліджено вплив магнітного і електричного старіння електротехнічної сталі магнітопровода статора турбогенератора на величину втрат та ККД турбогенератора. Розроблено математичні моделі для дослідження зазначеного явища. З огляду на імовірнісний характер ушкодження шихтованого магнітопровода, на прикладі турбогенератора типу ТГВ-200-2 отримана оцінка можливого збільшення втрат та зменшення ККД при різних варіантах ушкоджень.

Ключові слова: турбогенератор, магнітопровід статора, ушкодження магнітопровода, втрати потужності в статорі, електротехнічна сталь, коефіцієнт корисної дії.

Методами математического моделирования исследовано влияние магнитного и электрического старения электротехнической стали магнитопровода статора турбогенератора на величину потерь и КПД турбогенератора. Разработаны математические модели для исследования указанного явления. Учитывая вероятностный характер повреждения, шихтованного магнитопровода, на примере турбогенератора типа ТГВ-200-2 получена оценка возможного увеличения потерь и уменьшение КПД при различных вариантах повреждений.

Ключевые слова: турбогенератор, магнитопровод статора, повреждения магнитопровода, потери мощности в статоре, электротехническая сталь, коэффициент полезного действия.

Purpose. The aim of the paper is an estimate using mathematical modeling reducing the efficiency of turbogenerator in the foreseeable deterioration in magnetic and electrical properties of steel stator magnetic conductor. By the methods of mathematical modeling of the influence of magnetic and electric aging electrical stator steel of magnetic conductor turbogenerator losses on the value and efficiency of the turbogenerator were investigated. **Mathematical models.** Mathematical field model is formulated in two-dimensional formulation based on the equations of the electromagnetic field relatively to the complex amplitude of a single axial component of the vector magnetic potential in the stator coordinate system. Results of the modeling processes of losses in steel laminated magnetic conductor of stator turbogenerator type TGV - 200 - 2 due to the joint influence of magnetic and electric aging magnetic showed that depending on the nature and extent of aging steel losses in the stator core can increase by 280 ... 430 kW, which will an additional overheating of the stator and reduce the efficiency of the turbogenerator in nominal mode. **Originality.** The mathematical models for the study of these phenomena were developed. **Practical value.** Given the probabilistic nature of laminated magnetic conductor damage, on example of turbogenerator type TGV-200-2 estimated the possible increasing of costs and reduce efficiency in different variants damage.

Keywords: turbogenerator, stator magnetic conductor, magnetic conductor damage, losses of power in the stator, electrical steels, efficiency.

Вступ. Досвід експлуатації потужних турбогенераторів (ТГ) засвідчив, що фізичні характеристики феромагнітної електротехнічної сталі (ЕТС) шихтованого магнітопровода статора при тривалій експлуатації ТГ поступово погіршуються (наприклад, [4]). Це явище, яке має незворотний характер і називається *старінням* магнітопровода ТГ, веде до зниження енергетичних показників ТГ, перш за все його ККД.

Розділяють *магнітне і електричне* старіння магнітопровода. Магнітне старіння ЕТС виникає в результаті тривалого впливу фізичних чинників високої інтенсивності, що мають різну природу: значних механічних напружень в елементах конструкції, температурних перепадів і термомеханічних деформацій, які виникають при цьому, змінних магнітних полів, вібрації та інших явищ. При цьому магнітне старіння ЕТС відбувається нерівномірно за об'ємом магнітопровода. Досвід експлуатації ТГ показує, що більш інтенсивно цей процес відбувається в зубцево-пазовій зоні статора, яка має меншу механічну жорсткість і більше нагрівається. Більш швидко погіршуються магнітні властивості ЕТС крайніх пакетів магнітопровода статора, які піддаються впливу магнітних полів розсіювання торцевих зон ТГ.

Достовірний опис фізичного процесу магнітного старіння феромагнітної ЕТС в умовах комплексного впливу зовнішніх факторів різної природи являє складну поки ще не вирішену задачу. Встановлено, що з плином часу змінюється доменна структура металу, змінюються міжатомні відстані в кристалічній решітці, з'являються дислокації і ін. [1, 2, 5, 6]. Однак точно описати зміну магнітних властивостей ЕТС після деякого періоду її старіння поки не є можливим. Проте вплив погіршення магнітних властивостей ЕТС на показники ТГ встановлено експериментально [4, 7]. Магнітне старіння супроводжується зменшенням магнітної проникності ЕТС. Зменшення ККД ТГ відбувається за рахунок збільшення струму обмотки збудження, необхідного для створення номінального магнітного потоку в повітряному проміжку при заданому режимі роботи ТГ, а також за рахунок збільшення втрат на перемагнічування (гістерезис). Іншою причиною старіння магнітопровода ТГ є руйнування міжлистової ізоляції шихтованих пакетів. При цьому збільшуються вихрові струми, втрати і нагрівання магнітопровода. Цей процес і пов'язані з ним зміни характеристик шихтованого магнітопровода називається *електричним старінням*

© Ю. М. Васьковский, О. А. Гераскин, Н. В. Беленок, 2017

магнітопровода. Це явище також не має строгого математичного опису з урахуванням випадкового характеру його виникнення.

Мета досліджень. Метою роботи є приблизна оцінка за допомогою математичного моделювання зменшення ККД ТГ при передбачуваному погіршенні магнітних і електричних властивостей сталі магнітопровода статора.

Математичні моделі. *Математична модель для визначення впливу зміни магнітної проникності ЕТС.* Математична польова модель формулюється в двовимірній постановці на основі рівняння електромагнітного поля відносно комплексної амплітуди єдиної осьової складової векторного магнітного потенціалу $\underline{A_z}$ в статорній системі координат, яке має наступний вигляд:

$$\Delta \underline{A_z}\Big| - j\omega\mu\gamma\Delta \underline{A_z}\Big| = -\mu \underline{J_{\text{стор}}}, \qquad (1)$$

де $\underline{J_{\text{стор}}}$ – густина сторонніх струмів (густина струмів в пазах статора, яка задається відповідно до схеми обмотки статора, і густина струму в пазах ротора, в яких покладена обмотка збудження);

ω – кутова частота зміни в часі векторного магнітного потенціалу;

μ – магнітна проникність;

γ – електропровідність.

Еквівалентні щільності струмів в пазах статора з трифазної обмоткою і в пазах ротора з обмоткою збудження виражаються наступним чином:

$$\begin{cases} J_A = I_m u_{\text{S}} / S_{\text{ПS}}, \\ J_B = I_m u_{\text{S}} \cos\left(-2\pi/3\right) / S_{\text{ПS}}, \\ J_C = I_m u_{\text{S}} \cos\left(-4\pi/3\right) / S_{\text{ПS}}, \end{cases} \qquad (2)$$

$$J_R = I_f u_{\text{R}} / S_{\text{ПR}}, \qquad (3)$$

де I_m, I_f – амплітуда номінального струму в фазі обмотки статора і постійний струм в обмотці збудження;

u_S, u_R – число послідовно з'єднаних провідників в пазу статора і ротора;

$S_{ПS}$, $S_{ПR}$ – площі перетину пазів статора і ротора.

Рівняння (1) доповнюється однорідними граничними умовами першого роду на лінії зовнішньої поверхні ярма статора, яка обмежує розрахункову область G:

$$\underline{A_z}\Big|_G = 0. \qquad (4)$$

Величина μ в кожній точці розрахункової області, де знаходяться феромагнітні матеріали, визначається відповідними кривими намагнічування. Складові вектора магнітної індукції в декартовій системі координат визначаються за співвідношеннями:

$$\underline{B_x} = \partial \underline{A_z} / \partial y, \qquad \underline{B_y} = \partial \underline{A_z} / \partial x. \qquad (5)$$

Математична модель для визначення вихрових струмів і втрат в шихтованому магнітопроводі. При руйнуванні електричної ізоляції листів шихтованого магнітопровода зростають вихрові струми і втрати. Такий процес можна розглядати як збільшення товщини листів шихтовки *d*. З метою визначення впливу товщини листів з урахуванням фізичних характеристик ЕТС далі представлена відповідна математична модель. На рис. 1 представлена розрахункова область, що відображає шихтований магнітопровід статора.

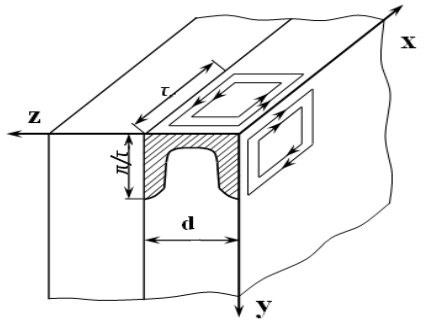


Рис.1 – Розрахункова область шихтованого магнітопроводу статора

Ця область являє собою напівпростір, який складається з електропровідних листів товщиною *d*, що мають параметри: магнітну проникність μ і питомий опір ρ. Між листами є нескінченно тонка ідеальна ізоляція, така, що аксіальна складова щільності струму на границях листів дорівнює нулю. На поверхні півпростору задано значення нормальної складової магнітної індукції $B_0 = \text{const}$, тобто заданий змінний у часі магнітний потік, який падає на електропровідне шихтоване середовище і викликає в ньому вихрові струми і втрати.

Рішення задачі складається з двох етапів:

1. Використовуючи правдоподібні припущення про те, що в листі тонкої шихтовки $\delta_z \approx 0$ і $B_z \approx 0$ (або $\frac{\partial B_z}{\partial z} = 0$), вирішується допоміжна задача по визначенню характеру проникнення поля в шихтоване середовище.

2. Результати вирішення допоміжної задачі використовуються як граничні умови на границях листа $z = 0, z = d$, тобто в тих місцях, де умови, $\delta_z \approx 0$ і $\partial B_z / \partial z = 0$ є справедливими. При цьому загальна задача розрахунку електромагнітного поля в листі може бути коректно сформульована і вирішена. Далі, знаючи струми і індукцію в листі шихтовки, можна отримати формули для розрахунку втрат.

Вирішення допоміжної задачі дає наступний результат. З умови $rot_z \underline{B} = 0 \left(\underline{\delta_z} = 0\right)$ витікає:

$$\frac{\partial \underline{B}_y}{\partial x} - \frac{\partial \underline{B}_x}{\partial y} = 0, \qquad (6)$$

а з умови $\frac{\partial B_z}{\partial z} = 0$ і $divB = 0$ – співвідношення:

$$\frac{\partial \underline{B}_y}{\partial y} - \frac{\partial \underline{B}_x}{\partial x} = 0. \qquad (7)$$

Вирази (6) і (7) дають рівняння:

$$\frac{\partial^2 \underline{B}_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{B}_y}{\partial x^2} = 0. \qquad (8)$$

Оскільки усі вектори поля вважаються синусоїдально розподіленими уздовж полюсної поділки по осі *OX*, тобто $B_y \equiv exp(-j\pi x/\tau)$, то отримаємо рівняння:

$$\frac{\partial^2 \underline{B}_y}{\partial y^2} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 \cdot \underline{B}_y = 0, \qquad (9)$$

яке має наступний розв'язок:

$$\underline{B}_y = \underline{B}_0 \cdot e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y}. \qquad (10)$$

Співвідношення (10) використовується як граничні умови на границях листа шихтовки при постановці задачі для нормальної складової індукції. Воно показує, що на границях листів, в тих місцях, де відсутні вихрові струми, електромагнітне поле проникає в шихтоване середовище таким же чином, як і в неелектропровідне середовище. Такий результат дозволяє наочно уявити фізичні особливості поверхневого ефекту в шихтованому середовищі. Можна показати, що і для тангенціальної складової індукції існує аналогічна умова.

Загальна задача розрахунку електромагнітного поля в листі шихтованого середовища формулюється в такий спосіб:

$$\frac{\partial^2 \underline{B}_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{B}_i}{\partial z^2} = \left[\frac{j\omega\mu}{\rho} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2\right]\underline{B}_i, \; i = x, y; \qquad (11)$$

$$\underline{B}_y\Big|_{\substack{z=0\\z=d}} = \underline{B}_0 \cdot e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y}, \; \underline{B}_y\Big|_{y=0} = \underline{B}_0, \; \underline{B}_y\Big|_{y=\infty} = 0;$$

$$\underline{B}_x\Big|_{\substack{z=0\\z=d}} = j \cdot \underline{B}_0 \cdot e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y}, \; \underline{B}_x\Big|_{y=\infty} = 0.$$

Розв'язання поставленої задачі методом ітегральних перетворень в скінченних межах дає наступні вирази:

$$\underline{B}_y = \underline{B}_0 \cdot \left[e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y} + \frac{\pi}{4} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{(2k+1)\cdot(1+\alpha_k)} \cdot \left(e^{-\gamma_k \cdot y} - e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y} \right) \right];$$

$$\underline{B}_x = j\underline{B}_0 \cdot \left[e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y} + \frac{\pi}{4} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{(2k+1)\cdot(1+\alpha_k)} \cdot \left(\frac{\beta_k + \tau\cdot\frac{\gamma_k}{\pi}}{1+\beta_k} \cdot e^{-\gamma_k \cdot y} - e^{-\left(\frac{\pi}{\tau}\right)\cdot y} \right) \right];$$

$$\underline{B}_z = \underline{B}_0 \cdot \frac{\tau}{d} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{(1+\alpha_k)\cdot(1+\beta_k)} \cdot \left(1 - \gamma_k \cdot \frac{\tau}{\pi}\right) \cdot e^{-\gamma_k \cdot y};$$

$$\underline{\delta}_y = \frac{j\underline{B}_0}{\mu} \cdot \frac{4}{d} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{1+\alpha_k} \cdot \left(e^{-\gamma_k \cdot y} + e^{-\frac{\pi\cdot y}{\tau}} \right);$$

$$\underline{\delta}_x = \frac{j\underline{B}_0}{\mu} \cdot \frac{4}{d} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{1+\alpha_k} \cdot \left(\left(\frac{\beta_k}{\alpha_k} - \frac{\gamma_k \tau}{\pi} \right) / (1+\beta_k) \cdot e^{-\gamma_k \cdot y} + e^{-\frac{\pi\cdot y}{\tau}} \right);$$

$$\underline{\delta}_z = \frac{j\underline{B}_0}{\mu} \cdot \frac{4}{d} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos\frac{(2k+1)\cdot\pi\cdot z}{d}}{(1+\alpha_k)(2k+1)} \cdot \left(\beta_k \left(\frac{1}{\alpha_k} - \frac{\gamma_k \tau}{\pi} \right) / (1+\beta_k) \cdot e^{-\gamma_k \cdot y} \right),$$

де: $$\gamma_k^2 = \left[\frac{(2k+1)\cdot\pi}{d}\right]^2 + \frac{j\cdot\omega\cdot\mu}{\rho} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2;$$

$$\alpha_k = \frac{\left[\frac{(2k+1)\cdot\pi}{d}\right]^2}{\frac{j\cdot\omega\cdot\mu}{\rho}}; \; \beta_k = \frac{\left[\frac{(2k+1)\cdot\pi}{d}\right]^2}{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2}.$$

Використовуючи вираз вектора Пойнтінга, можна визначити втрати в листі як потік електромагнітної потужності, що впадає в лист через його бічні грані:

$$P_z = \mathrm{Re}\left[2 \cdot \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho}{\mu} \cdot \left(\underline{\delta}_x \cdot \underline{B}_y - \underline{\delta}_y \cdot \underline{B}_x \right)\Big|_{z=0} dy \right]. \qquad (12)$$

Питомі втрати на одиниці поверхні шихтованного напівпростору визначаються як $P = P_z / d \left[\text{Вт/см}^2\right]$. Отримані вирази дозволяють проаналізувати явище поверхневого ефекту в шихтованому середовищі при падінні на неї періодичної електромагнітної хвилі уздовж осі OX. Магнітний потік проникає в середовище уздовж границь листів на глибину, яка визначається значенням τ/π, тобто величину, яка не залежить від частоти струму і електромагнітних параметрів листів [3, 9]. З самих листів магнітний потік витісняється вихровими струмами до їх стінок. Величина і характер зміни втрат при зміні параметрів середовища істотно залежить від співвідношення товщини листа і глибини проникнення поля в лист $\Delta = \sqrt{2\rho/\mu\omega}$.

Результати моделювання. Розрахунки проводилися на прикладі серійного ТГ типу ТГВ-200-

2, що працює в номінальному режимі з потужністю 200 МВт, струмі статора $I_{1н}$ = 8625 А, лінійній напрузі $U_{1н}$ = 15750 В і при cosφ = 0,85 (перезбудження). Номінальний струм збудження дорівнює 1880 А, втрати в обмотці збудження – 846,59 кВт. Магнітопровід статора виконаний з шихтованної сталі марки 3413 (Е330) з товщиною листів 0,5 мм. Розрахункові втрати в сталі статора складають 422 кВт, у тому числі, в зубцях статора – 179 кВт, в ярмі статора – 243 кВт. Номінальний ККД – 98,68 %. Повні втрати в номінальному режимі – 2640 кВт.

Магнітне старіння сталі. Для оцінки меж зміни властивостей ЕТС в результаті її старіння можна звернутися до роботи [7], в якій проведено досліди штучного старіння ЕТС марки 2212 шляхом нагрівання (відпалювання) зразків ЕТС протягом 120 годин при температурі 120º. Оцінка змін властивостей ЕТС проводилися за характеристиками – величиною магнітної індукції насичення B_S та питомих втрат.

Визначено, що у порівнянні з вихідними характеристиками ЕТС 2212 величина B_S в результаті штучного старіння сталі зменшилася на 7,21 %, причому встановлено, що максимальне зменшення B_S не перевищує 25,7 %. Питомі втрати в ЕТС збільшилися на 4,34 %, але максимальна межа збільшення втрат не перевищує 43,3 %. Щодо збільшення втрат, то вони відносяться до втрат на гістерезис. Таке збільшення обумовлено, напевно, збільшенням площі петлі гістерезису. Інша складова втрат в ЕТС – втрати на вихрові струми, обумовлені, перш за все, станом міжлистової ізоляції шихтованого магнітопровода ЕТС. Для відокремлення втрат на гістерезис від втрат на вихрові струми можна скористатися приведеними в роботі [8] експериментальними даними щодо втрат в ЕТС залежності від товщини листів сталі. На рис. 2 наведено такі дані для двох типів ЕТС: 1 – для ЕТС типу 4313; 2 – для ЕТС типу 3414.

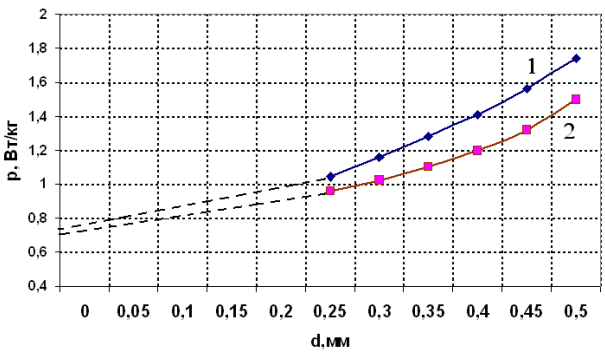


Рис.2 – Експериментальні дані щодо втрат в ЕТС залежності від товщини листів сталі

Апроксимуючи зазначені залежності до значення d=0 (показано пунктирною лінією), можна отримати частку втрат в ЕТС, яка припадає на гістерезис. Для сталі товщиною 0,5 мм вона складає 40 … 45 % від повних втрат. Наприклад, для ТГВ – 200 – 2 втрати на гістерезис дорівнюють 422 · 0,45 ≈ 190 кВт. Таким чином, верхня межа збільшення втрат в ЕТС на гістерезис внаслідок старіння сталі для ТГВ-200-2 може бути оцінена величиною 190 · 0,433 ≈ 82 кВт.

Оцінку впливу зменшення величини магнітної проникності ЕТС на втрати ТГ виконаємо за допомогою представленої вище математичної моделі (1–5). Оскільки точний опис зміни магнітних властивостей сталі магнітопровода статора з урахуванням реальних умов і тривалості експлуатації ТГ у даний час відсутній, оцінку збільшення втрат в обмотці збудження генератора виконаємо на основі інтегрального підходу з використанням передбачуваних залежностей відносної магнітної проникності від магнітної індукції.

На рис. 3 представлені такі залежності для сталі 3413 (позначено цифрою 1), а також при відносному зменшенні μ у всьому діапазоні індукції в 2 і 3 рази (позначено цифрами 2, 3). З урахуванням отриманих в роботі [8] експериментальних даних щодо погіршення магнітних властивостей ЕТС більш істотна зміна μ дозволяє при моделюванні оцінити допустимі межі погіршення характеристик ТГ. На рис. 4 показана картина магнітного поля ТГ в режимі номінального навантаження при вихідних характеристиках сталі.

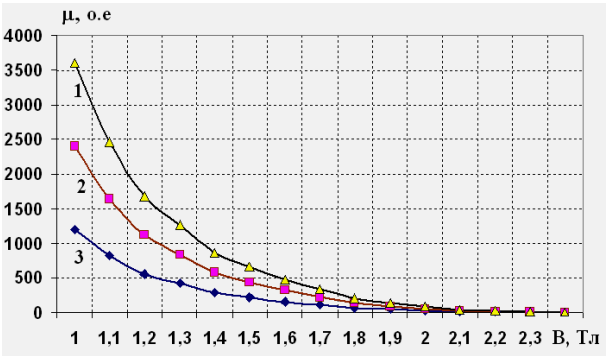


Рис. 3 – Залежності магнітної проникності від індукції

Внаслідок дії реакції якоря вісь магнітного поля повернута відносно поздовжньої вісі ротора на кут навантаження θ = 22,8º, і частина магнітного потоку проходить через малі зубці ротора, викликаючи їх насичення. При моделюванні магнітні характеристики поковки ротора залишалися незмінними.

Результуючий магнітний потік в зазорі визначається інтегруванням нормальної (направленої уздовж вектора нормалі до поверхні) складової магнітної індукції по поверхні полюса ротора між точками А і В:

$$\Phi_\delta = \frac{l_2}{R_2}\int_F^B \left(B_x x + B_y y\right) d\alpha \qquad (13)$$

де l_2, R_2 – активна довжина і радіус ротора;

x, y – координати поточної точки інтегрування.

У варіанті № 1 потік полюса дорівнює 5,89 Вб. У варіанті № 3 спостерігається зниження потоку полюса до величини 5,81 Вб, тобто потік зменшується всього на 1,014 %.

Як показують розрахунки, для збереження вихідної величини магнітного потоку в зазорі ТГ його струм збудження необхідно збільшити з 1880 А до 1903 А. При цьому втрати в обмотці збудження зростають на ≈ 2,5 % або на 21 кВт.

Такий результат пояснюється тим, що в ТГ основна частка намагнічуючої сили обмотки збудження, яка необхідна для створення номінального магнітного потоку, витрачається на подолання великого повітряного проміжку між ротором і статором (δ = 100 мм). Тому навіть помітне зниження магнітної проникності сталі статора, викликане її старінням, не потребує значного збільшення струму і втрат на збудження для підтримки заданого номінального режиму роботи генератора. Лише при більш істотному зменшенні магнітної проникності ($\mu_{max} < 1000$) спостерігається швидке зростання струму і втрат на збудження, однак таке зниження магнітної проникності сталі осердя статора є маловірогідним.

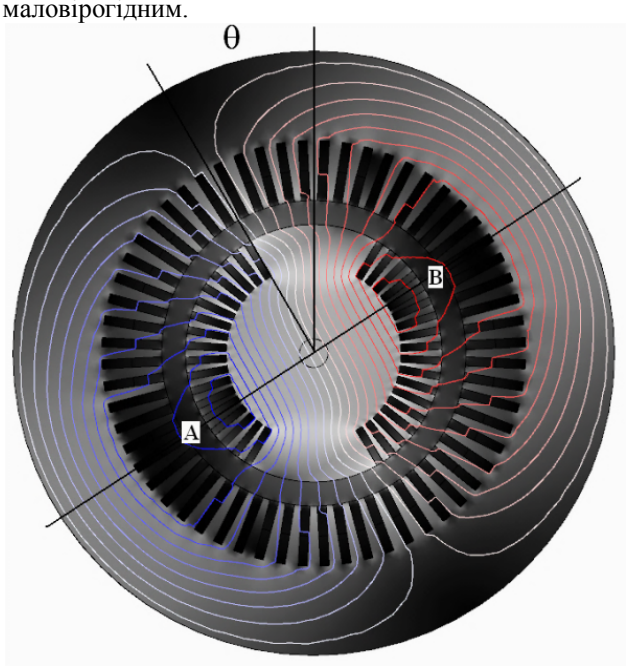


Рис. 4 – Картина магнітного поля ТГ в режимі номінального навантаження

Слід зазначити, що в інших типах електричних машин, наприклад, в асинхронних двигунах, які виконуються з мінімальною величиною повітряного проміжку, фактор магнітного старіння ЕТС магнітопровода статора проявляється більш суттєво.

Таким чином, «оцінка зверху» сумарного збільшення втрат в ТГВ-200-2 внаслідок магнітного старіння сталі дає величину 82 + 21 = 103 кВт. При цьому сумарні втрати ТГ збільшуються до величини 2743 кВт, а ККД ТГ зменшується з 98,68 % до 98,63 %.

Електричне старіння сталі. Електричне старіння сталі призводить до збільшення втрат в магнітопроводі на вихрові струми внаслідок ушкодження міжлистової ізоляції шихтованих пакетів. Це явище має випадковий характер, обумовлений цілою низкою чинників різного походження, пов'язаних з технологією виготовлення ТГ, умовами і тривалістю його експлуатації, аварійними випадками, тощо.

Ушкодження міжлистової ізоляції можна врахувати шляхом збільшення товщини d листів шихтованого магнітопровода. На рис. 5 зображені розраховані згідно з моделлю (6) – (12) втрати на вихрові струми в залежності від товщини листів d (крива позначена цифрою 1). Втрати дані у відносних одиницях, причому за базову одиницю прийняті втрати при товщині d = 0,5 мм. На цьому ж рис. 5 для порівняння представлені експериментальні дані з рис. 3 щодо втрат при збільшенні товщини листів шихтовки в два рази з 0,25 мм до 0,5 мм, коли втрати на вихрові струми збільшуються в 3,66 разів – з 0,261 до 0,957 Вт/кг (крива позначена цифрою 2). Видно, що на даному відрізку товщин криві 1 і 2 добре збігаються.

Очевидно, що однакове ушкодження ізоляції листів по усьому об'єму магнітопровода статора є мало імовірним. Більша імовірність ушкодження характерна для зубців, ніж для ярма статора, а також для крайніх пакетів осердя статора, ніж пакетів, розташованих в середині статора. Тому й загальна оцінка збільшення втрат має імовірний характер. Наприклад, якщо б збільшення товщини листа в два рази відбулося в усьому магнітопроводі статора, то повні втрати в сталі збільшилися би приблизно до величини 422 · 0,55 · 3,66 = 849 кВт.

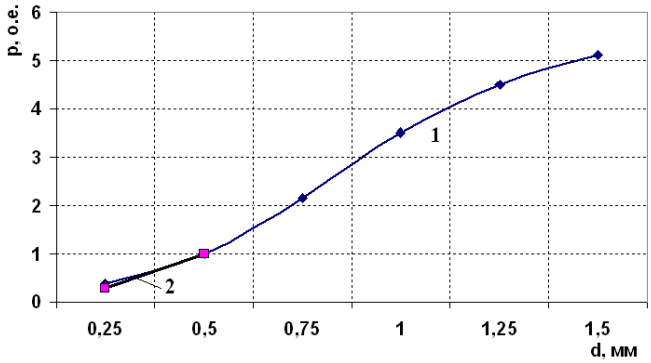


Рис.5 – Залежності втрат від товщини листів шихтовки d

Тут враховано зростання тільки складової втрат на вихрові струми, що відображено коефіцієнтом 0,55, а втрати на гістерезис приймаються незмінними. Але ушкодження таких обсягів, особливо в ярмі статора, є практично нереальним. Якщо б ушкодження ізоляції між кожними листами шихтовки відбулося тільки в зубцевій зоні статора, а ярмо статора залишалось неушкодженим, то загальні втрати в сталі статора збільшилися би до величини 243 + 179 · 0,55 · 3,66 = 603 кВт, тобто в 1,43 рази, або зросли на 181 кВт.

Таблиця 1 – Імовірні варіанти ушкодження осердя і відповідні зростання втрат потужності

Варіант ушкодження	$\Delta P_е$, кВт	$\Delta P_м$, кВт	$\Delta P_е + \Delta P_м$, кВт	$\Delta P_м$, кВт	ККД
$d_{ярмо} = 2\,d = 1$ мм $d_{зубці} = 2\,d = 1$ мм	427	103	530	$\frac{3170}{2640}$	$\frac{98,42}{98,68}$
$d_{ярмо} = 1,5\,d = 0,75$ мм $d_{зубці} = 2\,d = 1$ мм	335	103	438	$\frac{3078}{2640}$	$\frac{98,46}{98,68}$
$d_{ярмо} = 1,5\,d = 0,75$ мм $d_{зубці} = 1,5\,d = 0,75$ мм	268	103	371	$\frac{3011}{2640}$	$\frac{98,49}{98,68}$
$d_{ярмо} = d = 0,5$ мм $d_{зубці} = 2\,d = 1$ мм	181	103	283	$\frac{2923}{2640}$	$\frac{98,54}{98,68}$

Декілька імовірних варіантів ушкодження осердя і відповідного зростання втрат приведено в таблиці 1. В першому стовпці таблиці 1 наведено опис варіанта ушкодження міжлистової ізоляції, в другому – величина зростання електричних втрат внаслідок ушкодження ізоляції, в третьому – величина зростання втрат внаслідок магнітного старіння сталі, в четвертому – величина сумарного зростання втрат, в п'ятому – величини сумарних втрат в ушкодженому ТГ (чисельник) і неушкодженому ТГ (знаменник), в шостому – відповідні величини ККД. Але й варіант №4, при якому ушкоджена тільки зубцева зона статора, являє суттєве ушкодження магнітопровода, яке потребує його капітального ремонту або заміни.

Якщо ж на окремих ділянках магнітопровода, наприклад, в зубцях крайніх пакетів ушкодження ізоляції відбувається між більшою кількістю листів, наприклад між 3, 4 і більше листами (внаслідок, наприклад, впливу підвищеної вібрації осердя статора), то це призводить до суттєвого збільшення *локальних* втрат та нагріву на ушкодженій ділянці, має зовсім інший (аварійний) характер і потребує використання інших технічних і організаційних заходів (навіть зупинки і виводу ТГ в ремонт).

Висновки.

Аналіз можливого збільшення втрат в сталі шихтованого магнітопровода статора ТГ типу ТГВ-200-2 внаслідок магнітного і електричного старіння магнітопровода засвідчив, що в залежності від характеру і обсягів старіння втрати в осерді статора можуть збільшитися на 280 … 430 кВт, що призведе до зменшення ККД турбогенератора в номінальному режимі роботи з 98,68 % до 98,54 … 98,42 %. Даний результат є «оцінкою зверху» і дає максимальні значення збільшення втрат

Список літератури

1. Бернштейн М. Л. *Металловедение и термическая обработка стали* / М. Л. Бернштейн, А. Г. Рахштадт. – *М. : Машиностроение, 1983. – 352 с.*
2. *Гусев А. И.* Нанокристаллические материалы / *А. И. Гусев, А. А. Ремпель.* – М. : Физматлит, 2001. – 224 с.
3. *Данилевич Я. Б.* Добавочные потери в турбогенераторах / *Я. Б. Данилевич.* – Л. : Наука, 1973. – 182 с.
4. *Шляхи і методи підвищення економічності та надійності роботи турбогенераторів ТЕС, АЕС, ГЕС, що відпрацювали парковий ресурс: матеріали IV Міжнародної науково-практичної конференції (Славське, 23 – 27.05.2016 р.)*
5. *Колбасников Н. Г.* Теория обработки металлов давлением / *Н. Г. Колбасников.* СПб. : СПбГТУ, 1991. – 307 с.
6. *Лякишев Н. П.* Диаграммы состояния двойных металлических систем / *Н. П. Лякишев.* М. : Машиностроение, 1997. – 1024 с.
7. *Прус В. В.* Обґрунтування впливу процесу старіння на електричні та магнітні властивості шихтованих осердь електричних машин / *В. В. Прус, О. О. Сьомка, С. Є. Дзеніс* // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Електричні машини та електромеханічне
8. перетворення енергії. – Харків : НТУ «ХПІ». – 2016. – № 11(1183). – С. 115-122.
9. *Холоднокатаные электротехнические стали. Справочник под. ред. Б. В. Молотилова. – М. : Металлургия, 1989. – 168 с.*
10. *Greig J.*, *Murherji K. C.* An experimental investigation of tooth-ripple flux pulsation in smooth laminated pole-shoes / *J. Greig*, *K. C.Murherji* // Proc. IEE. – 1957, № 1, pp. 332-338.

References (transliterated)

1. Bernshteyn M. L., Rahshtadt A. G. *Metallovedenie i termicheskaya obrabotka stali* [Metallurgy and heat treatment of steel]. Moscow, Mashinostroenie, 1983. 352 p.
2. Gusev A. I., Rempel A. A. *Nanokristallicheskie materialyi* [Nanocrystalline materials]. Moscow, Fizmatlit, 2001. 224 p.
3. Danilevich Ya. B. *Dobavochnyie poteri v turbogeneratorah* [Additional losses in turbogenerators]. Leninngrad, Nauka, 1973. 182 p.
4. Shlyahi i metodi pidvischennya ekonomichnosti ta nadiynosti roboti turbogeneratoriv TES, AES, GES, scho vidpratsyuvali parkoviy resurs [Ways and methods to improve the efficiency and reliability of turbogenerators of TPP, NPP, HPP worked park resource]: materiali IV Mizhnarodnoyi naukovo-praktichnoyi konferentsiyi (Slavske, 23 – 27.05.2016).
5. Kolbasnikov N. G. *Teoriya obrabotki metallov davleniem* [Theory of metal processing by pressure]. Sankt-Peterburg, SPbGTU, 1991. 307 p.
6. Lyakishev N. P. *Diagrammyi sostoyaniya dvoynyih metallicheskih sistem* [Diagrams of the state of double metal systems]. Moscow, Mashinostroenie, 1997. 1024 p.
7. Prus V. V. Somka O. O., Dzenis S. E. Obgruntuvannya vplivu protsesu starinnya na elektrichni ta magnitni vlastivosti shihtovanih oserd elektrichnih mashin [Influence of aging rationale on the electrical and magnetic properties of laminated electrical machines cores]. *Visnyk NTU «KhPI»* [Bulletin of the National Technical University «KhPI»]. Kharkov, NTU «KhPI». – Publ.,2016, no. 11(1183), pp. 115-122.
8. *Holodnokatanyie elektrotehnicheskie stali* [Cold-rolled electrical steels]. Spravochnik pod. red. B. V. Molotilova. Moscow, Metallurgiya, 1989. 168 p.
9. Greig J. and Murherji K.C. *An experimental investigation of tooth-ripple flux pulsation in smooth laminated pole-shoes*, Proc. IEE. 1957, no 1, pp. 332-338.

Надійшла (received) 07.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Дослідження впливу старіння сталі магнітопровода статора турбогенератора на його енергетичні характеристики / Ю. М. Васьковський, О. А. Гераскін, Н. В. Беленок // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 35–41. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Исследование влияния старения стали магнитопровода статора турбогенератора на его энергетические характеристики / Ю. Н. Васьковский, А. А. Гераскин, Н. В. Беленок // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 35–41. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

The influence of aging of stator magnetic core of the turbogenerator on its energy performance / Y. N. Vaskovskiy, A. A. Geraskin, N. V. Belenok // Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion.» – Kharkiv : NTU «KhPI», 2017. – No. 1 (1223). – P. 35–41. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / About the Authors

Васьковський Юрій Миколайович – доктор технічних наук, професор, професор кафедри електромеханіки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; тел.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Васьковский Юрий Николаевич – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского», профессор кафедры электромеханики; тел.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Vaskovskiy Yuriy Nikolaevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Professor at the Department of Electromechanics, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kiyv Polytechnic Institute», tel.: (050) 10-220-10; e-mail: vun157@gmail.com.

Гераскін Олександр Анатолійович – кандидат технічних наук, асистент кафедри електромеханіки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; тел.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Гераскин Александр Анатольевич – кандидат технических наук, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского», ассистент кафедры электромеханики; тел.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Geraskin Alexandr Anatolievich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Lecturer at the Department of Electromechanics, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kiyv Polytechnic Institute», tel.: (099) 364-75-94; e-mail: nirbikalpasamadhi@ukr.net.

Беленок Надія Володимирівна – старший викладач кафедри теоретичної електротехніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; e-mail: nv_kpi@ukr.net.

Беленок Надежда Владимировна – старший преподаватель кафедры теоретической электротехники, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»; e mail: nv_kpi@ukr.net.

Belenok Nadiya Volodimirivna – Senior Lecturer at the Department of Theoretical electrical Engineering, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kiyv Polytechnic Institute»; e-mail: nv_kpi@ukr.net.

УДК 629.76.620.17

В. Т. ЧЕМЕРИС, І. О. БОРОДІЙ

ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК МІЖ НЕСТАЦІОНАРНИМИ ФІЗИЧНИМИ ПРОЦЕСАМИ В СИЛОВИХ ПРИСТРОЯХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ

Розглянуто особливості нестаціонарних фізичних процесів, що супроводжують електромеханічне перетворення енергії, та їхній взаємозв'язок. Перелік цих процесів різниться в залежності від того, чи працюють пристрої переважно у стаціонарних режимах, чи для них є типовим перехідний (імпульсний) або повторний короткочасний режим навантаження. Крім основних виявів дії електричного струму, тобто джоулевої дисипації та пондеромоторних сил, специфіка окремих пристроїв вимагає враховувати такі явища, як нестаціонарна дифузія електромагнітного поля, дифузія тепла або дифузія речовини (як в системах індукційного переплаву металів тощо). Взаємозв'язок та перехресні впливи цих процесів представлені у статті у вигляді розгорнутої блок-схеми, що відображає найбільш суттєві явища, що потребують першочергової уваги при аналізі або моделюванні імпульсних електромеханічних пристроїв (генераторів імпульсного струму або електромагнітних прискорювачів масивних тіл).

Ключові слова: електромеханічні перетворювачі, нестаціонарна дифузія поля, дифузія тепла, дифузія речовини, взаємозв'язок процесів, перехресний вплив, блок-схема.

Рассмотрены особенности нестационарных физических процессов, сопровождающих электромеханическое преобразование энергии, и взаимосвязь между ними. Перечень этих процессов различен в зависимости от того, работают ли устройства преимущественно в стационарных режимах, или же для них типичным является переходный (импульсный) или повторно-кратковременный режим нагрузки. Помимо основных проявлений воздействия электрического тока, как джоулева диссипация и пондеромоторные силы, специфика отдельных устройств требует учета таких явлений, как нестационарная диффузия электромагнитного поля, диффузия тепла или диффузия вещества (как в системах индукционной переплавки металлов и т.п.). Взаимосвязь и перекрестные влияния этих процессов представлены в статье в виде развернутой блок-схемы, которая отображает наиболее существенные явления, требующие первоочередного внимания при анализе или моделировании импульсных электромеханических устройств (генераторов импульсного тока или электромагнитных ускорителей макротел).

Ключевые слова: электромеханические преобразователи, нестационарная диффузия поля, диффузия тепла, диффузия вещества, взаимосвязь процессов, перекрестное влияние, блок-схема.

The purpose of work is to consider the specifics and inter-connections of non-stationary physical processes which accompany the electromechanical energy conversion and to attract the attention of researchers to their analysis. The list of these processes is different in dependence on the time schedule of devices operation: or this is mainly stationary mode of operation or this is transient (impulse) / or maybe short-time periodical interrupted mode of loading. Beside of the main effects of electrical current action, as a Joule's dissipation and ponderomotive forces, the specifics of some devices need to take into account such phenomena as non-stationary diffusion of electromagnetic field, heat diffusion or diffusion of substance (as in the systems of induction re-melting of metals etc.). Methodology of work consists of the inclusion into the structure of new algorithms of electromechanical devices simulation the secondary effects which are able to have influence on the operational parameters of devices and their lifetime and workability. Is result of previous analysis the mutual influence and cross coupling of these processes have been represented in this paper in the view of extended block diagram which covered the most essential phenomena for the first-priority attention at the analysis or simulation of the electromechanical devices with short-time mode of operation (as chock generators of pulsed current or electromagnetic accelerators of macrobodies). Originality of paper consists of the clear demonstration of cross connection between different unstationary physical processes which occur in the electromechanical energy converters. Proposed block-scheme of the information exchange between functional blocks of multiscale algorithm shows the way to investigate the energy conversion in parallel with calculation of this process influence on the properties of materials which have been used in design of device. The practical use of developed block-scheme is the assistance for investigators in the creation of multi-physical algorithms of simulation for the processes of energy conversion in the electromechanical devices.

Keywords: electromechanical converters, non-stationary field diffusion, heat diffusion, diffusion of substance, interconnection of processes, cross coupling, block diagram.

Вступ. Зростання потужності комп'ютерної техніки, доступної для дослідників, разом з поширенням сучасних програм для моделювання фізичних полів та різноманітних електромагнітних пристроїв, зробило можливим відійти від суто аналітичних методів аналізу процесів електромеханічного перетворення енергії й перейти до комп'ютерного моделювання робочих процесів з врахуванням усього комплексу фізичних явищ, які можуть супроводжувати ці процеси. Передусім це врахування нелінійних властивостей феромагнетиків, залежності показників електропровідності провідників від температури й тим самим від локальних параметрів густини струму, яка визначається на підставі вирішення рівнянь електромагнітного поля. Додамо сюди врахування нерівномірного нагрівання активних елементів пристрою, для чого потрібно розрахувати потоки тепла від більш нагрітих зон до менш нагрітих. У пристроях зі стаціонарним режимом роботи для цього достатньо побудувати числову систему рівнянь електромагнітного поля спільно з рівнянням теплопровідності, що враховує локальні джерела тепла, використовуючи при цьому функціональну залежність локальних показників електропровідності від температури. Такі підходи неодноразово були здійснені й описані у науковій літературі (наприклад, [1]). Проте існує окрема категорія електромеханічних пристроїв технологічного або спеціального призначення, які діють у форсованих режимах, тому для них більш типовими є режими повторно короткочасної роботи (прикладом може бути обладнання для зварювання металів електричним струмом тощо). Окремі пристрої працюють виключно в перехідному режимі, як от електромагнітні штампи та преси, ударні механізми для будівельної індустріїї та ін., які є принципово імпульсними пристроями. Для них поняття стаціонарного режиму не може бути застосоване, бо їхній робочий режим цілком базується на нестаціонарних явищах. Сюди доцільно також

© В. Т. Чемерис, І. О. Бородій, 2017

приєднати електромашинні генератори імпульсного струму (класичні ударні генератори [2] та сучасні імпульсні генератори з компресією магнітного потоку [3]), а також лінійні прискорювачі масивних тіл (електромагнітні катапульти для запуску літальних апаратів [4-6] або електромагнітні гармати для ударних випробувань міцності матеріалів чи для військових потреб [7]).

Аналіз основних досягнень і літератури. Для імпульсних пристроїв електромеханіки (а сюди, окрім машин обертального чи лінійного руху, можуть бути зараховані також імпульсні електромагнітні приводи комутаційної апаратури [8], які часом успішно конкурують з пневматичними приводами) адекватний розрахунок робочого процесу можливий лише з врахуванням динаміки переміщення рухомих мас, оскільки вона визначає миттєвий розподіл електромагнітного поля та його основні дії, тобто силову й теплову дію. Це означає, що до системи нестаціонарних рівнянь поля і передачі тепла повинно бути приєднане рівняння переміщення рухомих мас. Такий підхід став традиційним в літературі [9], але дуже часто його цінність знижується окремими спрощеннями, які авторам доводиться приймати стосовно властивостей електромагнітної системи, властивостей електричних контактів або особливостей руху рухомих мас. В системах з рідкометалічним вторинним тілом (як магнітогідродинамічні насоси, индукційні плавильні печі та індукційні перемішувачі розплаву) в якості рівняння динаміки руху використовується рівняння Нав'є-Стокса для течії металу [10]. В електромеханічних перетворювачах кондукційного типу, як ударні уніполярні генератори з рідкометалевим контактом для виведення струму та рейкові прискорювачі макротіл, для одержання достовірних даних при моделюванні потрібно використати адекватну модель поведінки контакту. Пошуки прийнятної моделі контакту йшли багато років, починаючи з 1978 [11]. Така модель була розроблена для рейкового прискорювача в припущенні [12], що пограничний шар контакту між рейками та рухомим якорем є повністю рідкометалевим. Можливість покращити розподіл струму вздовж контактної зони в рейковому прискорювачі за рахунок зниження електропровідності металу в поверхневих шарах контакту була показана шляхом математичного моделювання в роботі [13]. Нові можливості побудови більш адекватних моделей електромеханічних перетворювачів відкрилися з розвитком методів багатомасштабного моделювання [14-16], згідно з якими моделювання може відбуватися одночасно в різних за просторовими масштабами зонах розрахункової моделі з обміном даними між ними. Це означає, що одночасно з розрахунком глобальної (макро-масштабної) картини розподілу електромагнітних величин поля може відбуватися моделювання мікромасштабних процесів в якихось специфічних зонах, як, наприклад, розподілу величин поля в перерізі багатожильного провідника (літцендрату) або в контактній зоні рейкового прискорювача. Основні принципи багатомасштабного моделювання були закладені в працях таких вчених, як G. A. Pavliots [14], Luk Tartar [15] та інші. З цією групою праць тісно пов'язані роботи про коректний розрахунок електромагнітних процесів у багатошарових середовищах, наприклад, таких, як шихтовані пакети магнітопроводів [17-19]. В них розробляються методи осереднення рівнянь електромагнітного поля в багатошарових середовищах періодичної структури [20, 21], що можуть бути використані для аналізу поширення нестаціонарного магнітного поля. Огляд методів гомогенізації неоднорідних середовищ можна знайти в роботах [22, 23].

Певні особливості виявляються також в комутаційній апаратурі сильного струму [24-26] під час аналізу й моделювання перехідного процесу одночасно з моделюванням розподілу струму між контактами й погашення електричної дуги при розходженні контактів. Згідно з деякими дослідженням, в таких процесах недостатньо обмежуватися суто магнітогідродинамічним аналізом, необхідно брати до уваги всі особливості енергоперетворення, включно з випромінюванням дуги в оптичному та інфрачервоному діапазонах частот [27, 28].

Завдяки невпинному розвитку обчислювальної техніки і відповідних розділів прикладної математики, які забезпечують математичне моделювання складних об'єктів одночасно на кількох рівнях, стає можливим в пристроях електромеханіки паралельно із моделюванням глобального процесу перетворення енергії аналізувати напружений стан елементів, що несуть механічні й теплові навантаження. В підсумку на основі моделювання можуть бути одержані не лише характеристики основного робочого процесу, але й прогнози довговічності відповідальних елементів і пристрою в цілому.

Мета роботи й постановка задачі. В даній роботі метою є формулювання сукупності факторів, які необхідно взяти до уваги при побудові математичних моделей електромеханічних пристроїв, в яких одночасно може відбуватися нестаціонарна дифузія електромагнітного поля, нестаціонарна дифузія тепла і нестаціонарна дифузія речовини між контактуючими поверхнями робочих елементів пристрою. Відомі приклади вирішення задач з комплексним підходом до такого моделювання, коли було враховано два типи дифузії з цих трьох названих. Стосовно до імпульсних електромеханічних перетворювачів лінійного руху математичні моделі нестаціонарної дифузії поля разом з дифузією тепла були продемонстровані в монографії В. Ф. Болюха і В. Г. Данько [29]. Огляд задач про дифузію речовини з врахуваннм впливу електромагнітного поля наведений в монографії О. І. Райченка [30]. Нашою метою є привернути увагу дослідників до взаємозв'язку між різними фізичними процесами дифузії для полегшення подальшої побудови багатомасштабних моделей. Для цього взаємозв'язки і взаємний вплив між цими процесами відображаються у розгорнутій блок-схемі, яка може бути структурною основою

майбутніх розрахункових моделей. Роль імпульсних процесів в пристроях електромеханіки заслуговує окремого обговорення. Насправді електромеханічний перетворювач енергії будь-якого типу, навіть призначений для роботи у стаціонарних режимах, базується на послідовності окремих актів імпульсної взаємодії первинної електромагнітної системи з рухомим вторинним елементом. Це справедливо і для традиційних колекторних машин постійного струму, і для уніполярних машин, бо в кожній з них активний провідник вторинного елемента (якоря) протягом відносно короткого часу перебуває в зоні дії електромагнітних сил, після чого він вибуває з цієї зони і замінюється іншим провідником. Дещо інакше виглядає процес взаємодії в асинхронних машинах, де на перший погляд процес електромеханичного перетворення енергії іде безперервно, але при уважному розгляді ми виявляємо, що на кожному періоді зміни первинного поля відбувається процес дифузії поля у провідник вторинного елемента, рух якого іде з іншою швидкістю, ніж рух первинного поля, тому в кожному акті взаємодії беруть участь весь час нові елементи вторинного провідника, але завдяки осьовій симетрії машини цей процес охоплює весь об'єм рухомого активного провідника. Таким чином, хоча запропонована в цій роботі схема взаємозв'язку між різними нестаціонарними фізичними полями була розроблена переважно для аналізу машин імпульсної дії та імпульсних електромагнітів, розгляд взаємопов'язаних процесів імпульсного характеру може бути корисним і для машин стаціонарної дії, оскільки дозволяє поглиблено, з точки зору локальних ваємодій, поглянути на їхній робочий процес.

Опис блок-схеми взаємозв'язку нестаціонарних фізичних процесів. Внутрішній зв'язок між різними нестаціонарними фізичними процессами, що мають місце у пристроях з обмеженою швидкодією, відображений на блок-схемі рис. 1. Будемо вважати, що швидкість зміни магнітних полів у пристроях не переважає 1 Тл/мксек, що дозволяє обмежитися аналізом нестаціонарних полів з позицій теорії дифузії і не брати до уваги хвильові явища, які виявляють себе при швидкозмінних полях високої частоти. Центральні блоки на рис. 1 - це блок рівнянь електромагнітного поля (зрозуміло, з врахуванням матеріальних рівнянь середовища), блок рівнянь теплопередачі, які дозволяють визначити тепловий стан активних елементів пристрою, та блок рівнянь руху вторинного елемента (з врахуванням всіх сил, здатних протидіяти рухові). Дані, що служать вихідними для кожного з цих блоків, надходять в суміжні блоки. Це в першу чергу дані про генерацію джоулевого тепла електричним струмом, та про електродинамічні сили, які здатні рухати вторинний елемент пристрою. Ці дані мають бути враховані в блоці теплових рівнянь і в блоці рівнянь руху. В свою чергу, блок рівнянь електромагнітного поля і блок теплових рівнянь мають одержувати інформацію про швидкість руху рухомих елементів від блоку рівнянь руху. Для повного опису всіх фізичних характеристик вторинного елемента пристрою в загальному випадку необхідно бути готовими не тільки до опису макроскопічних рухів, але й до можливих акустичних коливань, збуджених під дією електродинамічних сил. Ось чому в блоці рівнянь руху передбачається можливість використання рівнянь акустики для твердих тіл. Для електромагнітних пристроїв, які працюють з розплавами металів в якості вторинного елемента, мають бути використані рівняння гідродинаміки, або точніше, магнітної гідродинаміки, оскільки рух розплавленого металу здатний суттєво впливати на розподіл величин електромагнітного поля.

В імпульсних пристроях, де можливе виникнення критичних режимів нагрівання вторинного елемента з переходом частини його об'єму у розплавлений стан, необхідно брати до уваги наявність перехідної зони з пластичними властивостями і мати можливість окремо визначати в ході рішення рівнянь розміри та відносні об'єми твердоі частини, пластичної зони і зони розплаву. Для цього мають бути залучені рівняння агрегатного стану матеріалу вторинного елемента, вхідною інформацією для котрих повинні служити дані про температурний стан та структурні особливості вторинного елемента на кожен момент часу. Маються на увазі можливі зміни розмірних співвідношень між твердою, пластичною та розплавленою зонами а також можлива зміна форми пластичних зон під дією електромагнітних сил. Результати розв'язку теплових рівнянь слугують первинною інформацією для оцінки термомеханічного стану всіх елементів конструкції, що несуть механічні навантаження. Для обчислення можливих деформацій та переміщення елементів передбачається блок рівнянь для поля механічних напружень, який у свою чергу має отримувати дані про параметри міцності матеріалів, уточнені на основі даних про тепловий стан елементів. Для елементів, що перебувають в контакті (запресовані деталі пакету статора, поверхні ковзаючого контакту в контактних системах передачі струму на рухомий елемент, контактні поверхні деталей електроізоляції тощо) і одночасно перебувають під дією електричних струмів та магнітних полів, паралельно з аналізом електродинамічних процесів може бути проведений аналіз явищ перенесення речовини з врахуванням впливу електромагнітних полів. Для цього дані про величини електромагнітного поля, температуру та шидкість руху елементів контакту передаються в блок уточнення коефіцієнтів дифузії стосовно до умов роботи контакту і далі використовуються для вирішення задач дифузії речовини на поверхнях контактів. При наявності іскріння з утворенням мікроплазми в контактних проміжках додатково повинні бути залучені характеристики інтенсивності теплового та оптичного випромінювання з контактних поверхонь та характеристики мікроплазменних утворень. Кінцевим результатом такого складного алгоритму може бути інформація про існування загроз поверхневого або об'ємного руйнування активних елементів пристрою. Для оцінки ймовірності такого

руйнування вся інформація про діючі сили, температури, деформаціїї, переміщення та швидкість руху робочих елементів, так само, як інформація про агрегатний стан активних елементів, повинні надходити в блок обробки критеріїв руйнування.

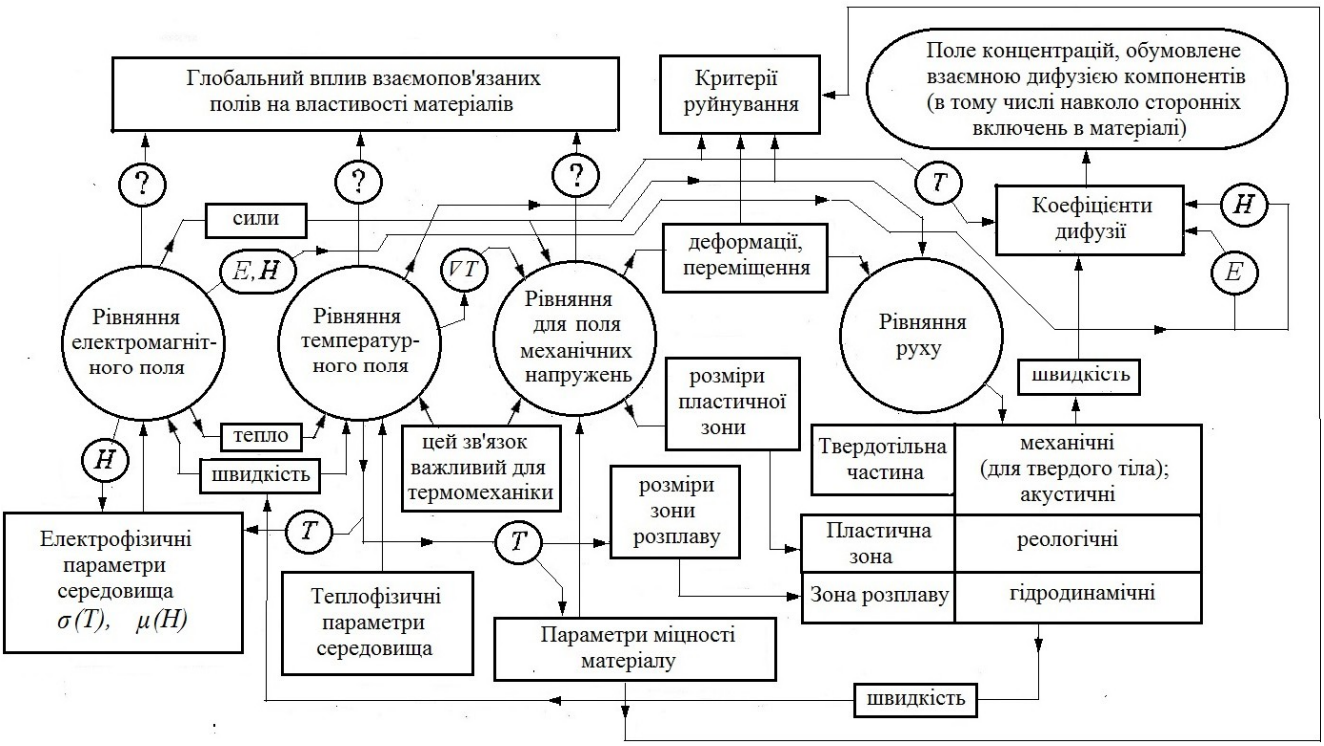


Рис.1 ─ Взаємозв’язок фізичних полів в імпульсних магнітах та електромеханічних перетворювачах енергії

Реалізація всього комплексу взаємозв’язків між названими нестаціонарними явищами в якості нового фундаментального результату здатна збагатити наукову інформацію про глобальний вплив взаємопов’язаних полів на властивості матеріалів, що використовуються в конструкціях імпульсних систем. Те, що ця інформація сьогодні є недостатньою, відображено на блок-схемі знаками запитання на шляху від головних блоків задачі, тобто від блоку рівнянь електромагнітного поля, блоку температурних полів та блоку напруженого стану речовини.

Стосовно імпульсних магнітів необхідно зазначити, що хоча вони можуть не мати вторинного рухомого елемента, для них проблема деформацій первинної обмотки, її акустичних коливань, як і проблеми міцності і термічної стійкості провідників, актуальна так само, як і для імпульсних електромеханічних перетворювачів енергії.

Ще більшою мірою це стосується імпульсних індукційних накопичувачів енергії, що застосовуються в техніці фізичного експеримента. Вони часто мають вторинну обмотку (це накопичувачі трансформаторного типу), тому проблема електродинамічних процесів та їхніх наслідків з точки зору довговічності конструкції зберігає свою актуальність.

Підсумок роботи та висновки. Запропонована в роботі структурна схема для побудови розвинутого алгоритму розрахунків процесів імпульсного електромеханічного претворення енергії звертає увагу дослідників на нові можливості вивчення мультифізичних процесів, що відкриваються з розвитком багатомасштабних методів моделювання. Якщо раніше типовою схемою розрахунку електромеханічних пристроїв та систем вважалася схема, що відображала головний канал енергоперетворення, то з появою багатомасштабних алгоритмів з’являється можливість врахування багатьох супутніх процесів (які в механіці називають „вторинними роботами”). Це дозволяє передбачати деякі віддалені наслідки впливу цих процесів на довговічність та робочі характеристики досліджуваних пристроїв. Це особливо важливо для силових пристроїв, в складі яких є елементи з підвищеними електромагнітними та механічними навантаженнями, близькими до гранично допустимих.

Розвинуті алгоритми врахування взаємопов’язаних фізичних процесів дозволять одержувати оцінки довговічности відповідальних активних елементів конструкції з використанням критеріїв руйнування. В той же час питання про глобальний вплив взаємопов’язаних фізичних процесів, що супроводжують імпульсне електромеханічне перетворення енергії, на властивості матеріалів, з яких виготовляються активні елементи перетворювачів, можна вважати відкритим і таким, яке потребує подальших досліджень і накопичення інформації. Особливості моделювання мультифізичних процесів з використанням сучасного

комерційного програмного забезпечення розглядалися в роботі [31].

Список літератури

1. *Подольцев А. Д.* Элементы теории и численного расчета электромагнитных процессов в проводящих средах / *А. Д. Подольцев, И. Н. Кучерявая*. – Киев : Институт электродинамики Национальной Академии наук Украины, 1999. – 363 с.
2. *Глебов И. А.* Синхронные генераторы кратковременного и ударного действия / *И. А. Глебов, Э. Г. Кашарский, Ф. Г. Рутберг*. – Л. : Наука, 1985. – 224 с.
3. *Дружинин А. С.* Компрессионные генераторы / *А. С. Дружинин, В. Г. Кучинский., Б. А. Ларионов* // Физика и техника импульсных систем. ред. *Е. П. Велихов*. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – С. 280-295.
4. *Doyle M. R.* Electromagnetic Aircraft Launch System – EMALS / *M. R.Doyle, D. J. Samuel, T. Conway, and R. R. Klimowski* // IEEE Trans. on Magnetics. – Jan. 1995. Vol. 31, No. 1, – P. 528-533.
5. *Reck B.* First design study of an electrical catapult for unmanned air vehicled in the several hundred kilogram range / *B. Reck* // IEEE Trans. on Magnetics. – Jan. 2003, Vol. 39, No.1, P. 310-313.
6. *Милых В.И.* Исследование импульсного режима возбуждения линейного электродвигателя / *В. И. Милых* // Электротехника. – 1994. № 10. – С. 3-9.
7. *Златин Н. А.* Баллистические установки и их применение вэксперименталных исследованиях / *Н. А. Златин, А. П. Красильщиков, Г. И. Мишин, Н. Н. Попов*. – М. : Наука, 1974. – 344 с.
8. *Таев И. С.* Основы теории электрических аппаратов / *ред. И. С. Таев*. – М.: Высшая школа, 1987.– 352 с.
9. *Крищук Н. Г.* Математическое моделирование электромагнитных полей и джоулевых потерь в рельсовом ускорителе / *Н. Г. Крищук, Ю. Н. Васьковский, Л. Н. Бондарь*. // Техническая электродинамика, 1994, № 1. – С 42-46.
10. *Подольцев А. Д.* Компьютерное моделирование электромагнитных и тепловых процессов в технологических установках и материалах со сложной структурой / *А. Д. Подольцев, И. Н. Кучерявая* // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць.– К. : ІЕД НАНУ. – 2005. № 2(11), ч. 2. – С. 14-17.
11. *Young F. J.* Rail and armature current distributions in electromagnetic launchers / *F. J. Young and W. F. Hughes* // IEEE Trans. on Magnetics. – Jan. 1982. vol. 18. no. 1. – P. 33-41.
12. *Thiagarajan V.* A magnetofluid mechanical model to describe rail-armature interface phenomena / *V. Thiagarajan and K.-T. Hsieh.* // IEEE Trans. on Magnetics. – Jan. 2007. vol. 43. no.1. –P. 198-203.
13. *Chemerys V. T.* Rail accelerator as continuous commutation process / *V. T. Chemerys* // IEEE Trans. on Plasma Science. – March 2015. Vol.43. No. 3. Part II. –P. 869-877.
14. *Pavliotis G. A.* Multiscale methods: Averaging and Homogenization / *G. A. Pavliotis, A. M. Stuart*. – Berlin, etc.: Springer, 2007. – 307 p.
15. *Tartar L.* The general theory of homogenization / *L. Tartar*. – Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag. – 2009. – 470 p.
16. *Подольцев А. Д.* Многомасштабное моделирование в электротехнике / *А. Д. Подольцев, И. Н. Кучерявая*. – Киев: Институт электродинамики Национальной Академии наук Украины. – 2011. – 256 с.
17. *Санчес-Паленсия Э.* Неоднородные среды и теория колебаний / *Э. Санчес-Паленсия* – М. : Мир, 1984. – 472 с.
18. *Бахвалов Н. С.* Осреднение процессов в периодических структурах / *Н. С. Бахвалов, Г. П. Панасенко*. – Москва: Наука, Физматлит, 1964. – 352 с.
19. *Бардзокас Д. И.* Математическое моделирование физических процессов в композиционных материалах периодической структуры / *Д. И. Бардзокас, А. И. Зобнин*. – М. : Эдиториал УРСС. – 2003. – 376 с.
20. *El Feddi*. Homogenization technique for Maxwell equations in periodic structures / *El Feddi M., Ren Z., Razek A., Bossavit A.* // IEEE Trans. on Magnetics. – 1997. Vol. 33, No. 2. P. 1382 -1385.
21. *Зобнин А. И.* Уравнения Максвелла для неоднородной среды с периодической структурой / *Зобнин А. И., Кудрявцев Б. А., Партон В. З.* // Изв. АН Армянской ССР. – 1990. Т. 43, № 1 (Механика). –С. 19-26.
22. *Shelukhin V. V.* Frequency dispersion of dielectric permittivity and electric conductivity of rocks via two-scale homogenization of the Maxwell equations / *V. V. Shelukhin, S. A. Terentev* // Progress In Electromagnetics Research, B. – 2009. Vol. 14. – P. 175-202.
23. *Weinan E.* The Heterogeneous Multiscale Method / *E. Weinan, Engquist Bjorn, Li Xiantao, Ren Weiqing, Eric Vanden-Eijnden* // Available at: web.math.princeton.edu/multiscale/review.pdf. (accessed 01.12.2016).
24. *Дашук П. Н.* Техника больших импульсных токов и магнитных полей / *П. Н. Дашук, С. Л. Зайенц, В. С. Комельков; ред. В. С. Комельков*. – М. : Атомиздат, 1970. – 472 с.
25. *Maksymiuk J.* Aparaty elektryczne / J. Maksymiuk. – Warszawa : Wydavnictwa Naukowo-Technichne, 1997. – 292 p.
26. *Милых В. И.* Электрические контакты для автоматических выключателей и электромагнитных контакторов / *В. И. Милых, Т. П. Павленко* // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – № 3 (79). – С. 325-326.
27. *Намитоков К. К.* Электроэрозионные явления / *К. К. Намитоков*. – М. : Энергия, 1978. – 456 с.
28. *Буткевич Г. В.* Электрическая эрозия сильноточных контактов и электродов / *Г. В. Буткевич, Г. С. Белкин, Н. А. Ведешенков, М. А. Жаворонков*. – М. : Энергия, 1978. – 256 с.
29. *Болюх В. Ф.* Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії / *В. Ф. Болюх, В. Г. Данько*. – Харків : Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2006. – 260 с.
30. *Райченко А. И.* Математическая теория диффузии в приложениях. / *А. И. Райченко*. – Институт проблем материаловедения Национальной Академии наук Украины. Киев : Наукова думка, 1981. – 396 с.
31. *Подольцев А. Д.* Мультифизическое моделирование электротехнических устройств / *А. Д. Подольцев, И. Н. Кучерявая* // Технічна електродинаміка. – 2015. – № 2. – С. 3-15.

References (transliterated)

1. Podoltsev A. D., Kucheryavaya I. N. *Elementy teorii i rascheta electromagnitnyh processov v provodyashchih sredah*. [*The elements of theory and numerical simulation of electromagnetic processes in conducting media*]. Kyiv, Institute of Electrodynamics, National Academy of Science of Ukraine, 1999, 363 p.
2. Glebov I. A., Kasharsky E. G., Rutberg F. G. *Sinhronnyie generatory kratkovremennoho i udarnogo deistviya.* [Synchronous generators of short-time and shock operation]. Leningrad, Nauka, 1985, 224 p.
3. Druzhinin A. S., Kuchinsky V. G., Larionov B. A. Kompressionnye generatory [Compression generators]. *Physics and techniques of pulsed systems ed.* Eu. P. Velihov. Moscow: Energoatomizdat, 1987, pp. 280-295.
4. Doyle M. R., Samuel D. J., Conway T., and Klimowski R. R. Electromagnetic Aircraft Launch System – EMALS. *IEEE Trans. on Magnetics*. 1995, vol. 31, no. 1, pp. 528-533.
5. Reck B. First design study of an electrical catapult fir unmanned air vehicles in the several hundred kilogram range. *IEEE Trans. on Magnetics*. 2003, vol. 39, no. 1, pp. 310-313.
6. Milykh V. I. Issledovaniye impul'snogo rezhima vozbuzhdeniya lineynogo elektrodvigatelya [Investigation of pulsed mode of escitation for linear electrical motor]. *Elektrotekhnika* [*Electrical Engineering*]. 1994, no. 10, pp. 3-9.
7. Zlatin N. A., Krasilshchikov A. P., Mishin G. I., Popov N. N. *Ballisticheskie ustanovki i ih primenenie v experimental'nyh issledovaniyah.* [Ballistic installations and their application in experimental researches]. Moscow: Nauka, 1974, p. 344.
8. Taiev I. S. (editor). *Teoriya elektricheskih apparatov* [Theory of electric apparatus]. Moscow: Vysshaya shkola [High School Publ.], 1987: 352. Print.
9. Krishchuk N. G., Vaskovsky Yu. N., Bondar L. N. Matematicheskoye modelirovaniye elektromagnitnyh polej i dzhoulevyh poter' v rel'sovom uskoritele [Mathematic simulation of electromagnetic fields and Joule's losses in rail accelerator]. *Tehnicheskaya elektrodinamika*. 1994 no. 1. pp. 42-46.
10. Podoltsev A. D., Kucheryavaya I. N. Kompiuternoye modelirovanie elektromagnitnyh i teplovyh processov v technologicheskih ustanovkah s materialah slozhnoy struktury [Computer simulation of electromagnetic and thermal processes in the technological installations and in materials of complex structure]. *Proc. of Institute of electrodynamics, NAS of Ukraine*. 2005, no. 2(11), part 2, pp. 14-17.
11. Young F. J. and Hughes W. F. Rail and armature current distributions in electromagnetic launchers. *IEEE Trans. on Magnetics*. 1982, vol. 18, no. 1, pp. 33-41.

12. Thiagarajan V. and Hsieh K. T. A magnetofluid mechanical model to describe rail-armature interface phenomena. *IEEE Trans. on Magnetics*. 2007, vol. 43, no. 1, pp. 198-203.
13. Chemerys V. T. Rail accelerator as continuous commutation process. *IEEE Trans. on Plasma Science*, 2015, vol. 43, no. 3, part II, pp. 869-877.
14. Pavliotis G. A., Stuart A. M. *Multiscale methods: Averaging and Homogenization*. Berlin, Heidelberg, 2007. p. 307.
15. Tartar L. *The general theory of homogenization*. Berlin, Heidelberg, 2009, p. 470.
16. Podoltsev A. D., Kucheryavay I. N. *Mnogomasshtabnoye modelirovanie v elektrotechnike.* [Multiscale modeling in electrical engineering]. Kyiv, Institute of Electrodynamics, National Academy of Science of Ukraine, 2011, p. 256.
17. Sanchez-Palencia E. *Neodnorodnye sredy i teorija kolebanij* [Non-homogeneous media and vibration theory]. New York, Springer-Verlag, 1980. 472 p.
18. Bahvalov N. S., Panasenko G. P. *Osredneniye processov v periodicheskih strukturah. Matematicheskiye zadachi mehaniki kompozitsionnyh materialov* [Averaging of processes in periodic structures. Mathematic problems of mechanics of composite materials]. Moscow, Nauka Publ., PhysMatLit, 1964. 352 p.
19. Bardzokas D. I., Zobnin A. I. *Matematicheskoye modelirovaniye fizicheskih processov v kompozitsionnyh materialah periodicheskoy struktury* [Mathematic simulation of physical processes in composite materials of periodic structure]. Moscow, Editorial URSS, 2003. 376 p.
20. El Feddi M., Ren Z., Razek A., Bossavit A. Homogenization technique for Maxwell equations in periodic structures. *IEEE Trans. on Magnetics*. 1997, vol. 33, no. 2, pp. 1382-1385.
21. Zobnin A. I., Kudryavtsev B. A., Parton V. Z. Uravneniya Makswella dlya neodnorodnoj sredy s periodicheskoj structuroj [Equations of Maxwell for non-uniform medium of periodic structure]. *Izvestiya Akademii Nauk Armyanskoj SSR* [Notes of Armenian Academy of Science]. 1990, vol. 43, no. 1 (Mechanics), pp. 19-26.
22. Shelukhin V. V., Terentev S. A. Frequency dispersion of dielectric permittivity and electric conductivity of rocks via two-scale homogenization of the Maxwell equations. *Progress In Electromagnetics Research.* 2009, vol. 14, pp. 175–202.
23. Weinan E., Bjorn Engquist, Xiantao Li, Weiqing R., Vanden-Eijnden E. *The Heterogeneous Multiscale Method: A Review*. Available at: web.math.princeton.edu/multiscale/review.pdf. (accessed 01.12.2016).
24. Dashuk P. N., Zajenc S. L., Komel'kov V. S. *Tehnika bol'shyh impulsnyh tokov i magnitnyh polej* [The high currents and magnetic fields techniques]. Moscow : Atomizdat, 1970,: 470 p.
25. Maksymiuk J. *Aparaty elektryczne*. [Electric apparatus]. Warszawa : Wydavnictwa Naukowo-Technichne, 1997, 292 p.
26. Milykh V. I., Pavlenko T. P. Jelektricheskie kontakty dlja avtomaticheskih vykljuchatelej i jelektromagnitnyh kontaktorov [Electrical contacts for circuit breakers and electromagnetic contactors]. *Elektrotehnicheskiye I kompiuternye systemy* [Electrotechnical and computer systems]. 2011, vol. 3 (79), pp. 325-26.
27. Namitokov K. K. *Elektroerozionnyie yavleniya* [Electro-erosion phenomena]. Moscow : Energiya, 1978, 456 p.
28. Butkevitch G. V., Belkin G. S., Vedeshenkov N. A., Zhavoronkov M. A. *Elektricheskaya eroziya silnotochnyh kontaknov i elektrodov* [Electrical erosion of high-current contacts and electrodes]. Moscow : Energiya, 1978, 256 p.
29. Bolukh V. F., Dan'ko V. G. *Liniy'ni electromehanichni peretvoryuvachi impulsnoyi diyi* [Linear electromechanical converters of pulsed operation]. Kharkiv : National technical university "Kharkiv Politechnical Institute", 2006, 260. p.
30. Raychenko A. I. *Matematicheskaya teoriya diffuzii v prilozheniyah.* [Mathematical theory of diffusion in applications]. Institute of material science, National Academy of Sciences of Ukraine. Kiev : Naukova Dumka Publ., 1981, 396 p.
31. Podoltsev O. D., Kucheriava I. M. Multifizicheskoye modelirovaniye elektrotechnicheskih ustroistv [Multiphysics modeling of electrotechnical devices]. *Tehnichna Elektrodynamika* [*Technical electrodynamics*]. 2015, vol. 2, pp. 3-15.

Надійшла (received) 28.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Взаємозв'язок між нестаціонарними фізичними процесами в силових пристроях електромеханіки / В. Т. Чемерис, І. О. Бородій // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 42–47. – Библіогр.: 31 назв. – ISSN 2409-9295.

Взаимосвязь между нестационарными физическими процессами в силовых устройствах электромеханики / В. Т. Чемерис, И. А. Бородий // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 42–47. – Библиогр.: 31 назв. – ISSN 2409-9295.

Interconnection between the unstationary physical processes in the power devices of electromechanics / V. T. Chemerys, I. O. Borodiy // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 42–47. – Bibliogr.: 31. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Чемерис Володимир Терентійович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, Національний авіаційний університет України, доцент кафедри теоретичної та прикладної фізики; тел.: (044) 406-78-40; e-mail: vchemer@ukr.net.

Чемерис Владимир Терентьевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Национальный авиационный университет Украины, доцент кафедры теоретической и прикладной физики; тел.: (044) 406-78-40; e-mail: vchemer@ukr.net.

Chemerys Volodymyr Terentiyovych – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Senior Scientist, National Aviation University of Ukraine, Associate Professor at the Department of Theoretical and Applied Physics; tel.: (044) 406-78-40; e-mail: vchemer@ukr.net.

Бородій Ірина Олексіївна – викладач фізики, Національний авіаційний університет України; асистент кафедри теоретичної та прикладної фізики; тел.: (044) 406-78-40; e-mail: miko2010@ukr.net.

Бородий Ирина Алексеевна – преподаватель физики, Национальный авиационный университет Украины, ассистент кафедры теоретической и прикладной физики; тел.: (44) 406-78-40; e-mail: miko2010@ukr.net.

Borodiy Iren Oleksiivna – lecturer of physics, National Aviation University of Ukraine, assistant of professor at Department of Theoretical and Applied Physics; tel.: (044) 406-78-40; e-mail: miko2010@ukr.net.

УДК 629.313.33

B. M. KHARCHYSHYN, M. V. KHAI, P. A. BOLKOT

FUNCTIONAL TESTING OF ANGLE-DATA TRANSMITTERS OF THE LIMITED ROTATION ANGLE

Описано методику визначення нелінійності вихідної характеристики давачів обмеженого кута повороту та методику підтвердження можливості реалізації на їх базі n-розрядної кутовимірної системи. Наведено приклад цифрової обробки сигналів.

Ключові слова: індукційний давач кута, обмежений кут повороту, трансверсна магнітна система, нелінійність вихідної характеристики, тарувальна крива, похибка коду кута.

Рассмотрена методика определения нелинейности виходной характеристики датчиков ограниченного угла поворота и методика подтверждения возможности реализации на их базе n-разрядной углоизмерительной системы.

Ключевые слова: индукционный датчик угла, ограниченный угол поворота, трансверсная магнитная система, нелинейность выходной характеристики, тарировочная кривая, погрешность кода угла.

Formulation of the problem. Creating methods of functional testing for angle-data transmitters of the limited rotation angle. **The aim** is to develop the method of defining the angle-data transmitters' nonlinearity of output characteristics of the limited rotation angle, and the method of confirmation the feasibility of creating them on base of the n-bit goniometric system. **Practical value.** An example of digital signal processing is provided. **Originality.** We proposed to build a calibration curve across the even points and compare its values in the odd points of the experiment.

Keywords: inductive angle-data transmitter, limited rotation angle, transversal magnetic system, nonlinearity of the output characteristic, calibration curve, measure of code inaccuracy.

Introduction. Inductive angle-data transmitters of the limited rotation angle with the transversal magnetic system is widely used in modern electric drives of navigation and flying machines guidance.

In this regard, a need for the acceptance control testing occurred. Among other testing and inspections (checking the appearance, dimensions and joining size, winding resistance and insulation, as well as consumption power), it includes the functional tests (checking amplitude of output signals in the operating range of angles, checking the nonlinearity depending on the angle of output signals and testing the feasibility of angle-transmitter based n-bit goniometric system).

The baseline characteristic is the dependence on the rotation angle of the code that is calculated based on the amplitude of the output signal voltage windings. The formula of functional dependence of the amplitudes of the angle is depicted in the Figure 1, and, generally, it can be described with the following formula

$$E_{s1}(\alpha) = E_{av} + E(\alpha);$$
$$E_{s2}(\alpha) = E_{av} - E(\alpha), \qquad (1)$$

where: $E(\alpha)$ – the information component of the output signals;

E_{av} – constant component.

In the Figure 1, the following values are marked: $E_{s\max}$ and $E_{s\min}$ – the maximum and minimum values of the output amplitude in the operating range of angles $\pm\alpha_p$. Then,

$$E_{av} = 0{,}5 \cdot (E_{s\max} + E_{s\min}). \qquad (2)$$

The general requirement for the $E_{s1}(\alpha)$ and $E_{s2}(\alpha)$ is the following: they both should be line-symmetrical with respect to the vertical axis and the straight line E_{av}.

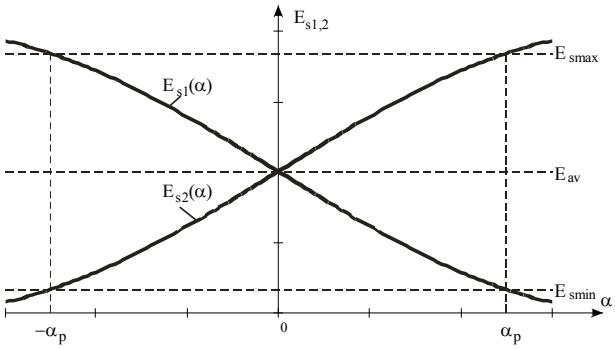


Fig. 1 – The form of functional dependencies $E_{s1}(\alpha)$ and $E_{s2}(\alpha)$

In addition, dependences of the signals' amplitude on the angle should be directly proportional. Otherwise, the value of the angle α should be determined by the function inverse to the $E(\alpha)$ function, using programmable logic integrated circuits [2, 3].

Formulation of the problem. In practice, because of the technological specifics of manufacturing angle transmitters in general and the magnetic ferrite, in particular, it is impossible to achieve the abovementioned properties of the outputs. Therefore, there is a need to assess their deviation from the ideal condition. This investigation is dedicated to creating the methods of testing the nonlinearity of the amplitude's dependence of the output signals on the angle, and checking the feasibility of implementing angle transmitter based n-bit goniometric system. Of course, when it comes to acceptance testing that each angle transmitter sample undergoes, this testing should not be too expensive. On the other hand, when producing

© B. M. Kharchyshyn, M. V. Khai, P. A. Bolkot, 2017

the single sets of angle-data transmitters, it is inappropriate to create expensive testing facilities. Therefore, there is one more limitation of using analog-digital converters, of course, except for the high voltage voltmeter (type B7-28 or multimeter Protek 608).

Research objective in this article is the output characteristic of angle-data transmitters of the limited rotation angle with the transversal magnetic system.

Presenting the main material.

To carry out the necessary testing, a full-range of rotation angles $\alpha_{oper(arcmin)} = 2 \cdot \alpha_p$, expressed in arcminute, should be divided into m (recommended as odd) parts of the extreme points $i = 0 \ldots m$. When using the goniometric device, we set the appropriate angular position that corresponds with each point in the range, α_i, and determine the value of output voltage amplitude of the angle-data transmitter's signal windings $U1_i$ and $U2_i$.

After the experimental part, we should process the numerical data.

For each point in range of rotation α_i the value of numerical angle's code is defined as follows $A_i = round(\alpha_i / c)$, where $c = \alpha_{oper(arcmin)} \cdot 2^{-n}$ – n-bit code discrete value of the goniometric system.

The value of the digital code of angle transmitters D_i [*relat.units*] at the α_i points

$$D_i = \frac{U1_i - U2_i}{U1_i + U2_i} - \frac{U1_0 - U2_0}{U1_0 + U2_0} \quad (3).$$

The value of the digital code of the angle transmitter in discretes

$$d_i = round\left(\frac{D_i}{D_m} \cdot A_m\right) \quad (4)$$

A calibration curve Ti is obtained by assigning the real (specified) angle A_i values, to the code of the angle-data transmitter d_i in discretes for the even experiment points. The equation of a calibration curve as the dependence of actual angle on the actual code value in discretes is defined as cubic spline interpolation.

To determine the measure of inaccuracy of the code nonlinearity, a regression line as the regression curve of the first order was created

$$PR_i = round(interp(S, X, Y, X_i)), \quad (5)$$

where $X \to A_i$, $Y \to d_i$; $S = spline(Z, V)$, and $S = regress(X, Y, 1)$.

Nonlinearity error Δ_{ni} is defined as the difference between the relative magnitude of the angle-data transmitter and regressive dependence values

$$\Delta_{ni} = \frac{d_i - PR_i}{d_m} \cdot 100\% . \quad (6)$$

Goniometric system's measure of code inaccuracy in discrete system

$$\Delta_i = T_i - A_i \quad (7)$$

reaches its maximum in odd points and decreases up to zero as we approach the even ones. Obviously, to reduce the measure of code inaccuracy, for building the calibration curve as many points of the experiment as possible should be used.

Example of a use case of such method is implemented in the Mathcad package for testing the angle-data transmitter 1ДУ60 with the working angular range of 60°. It was developed at Special Design Bureau of Electromechanical Systems of the Lviv Polytechnic National University for usage in 14-bit goniometric system depicted below.

The results of experimental values are recorded in the table 1.

The value of the digital code angle A_i is defined as $A_i = round(\alpha_i / c)$,

where $c = \alpha_{oper(arcmin)} \cdot 2^{-14} = 3600 2^{-14} = 0{,}219726562$ – the discrete value of the 14-bit code goniometric system, is expressed in arcminutes (arcmin).

The value of the angle-data transmitter's digital code D_i [arb. unit] is defined as follows (3).

The value of the digital code angle-data transmitter in discretes d_i is defined as follows

$$d_i = round\left(\frac{D_i}{D_{37}} \cdot A_{37}\right).$$

The value of a calibration curve code Ti [in discretes] is defined as $T_i = round(interp(S, X, Y, d_i))$

where $X \to A_i$, $Y \to d_i$; $S = spline(Z, V)$; and $Z_i = A_{i(even)}$, $V_i = d_{i(even)}$.

The equation of the regression straight line is defined as follows (5).

Nonlinearity error $\Delta_н$[%] is defined by (6) at the m=37.

Dependence of codes of the angle-data transmitters d_i and its regression line on the codes of the predefined corners A_i is depicted in the Figure 2. And, the non-linearity of this dependence is expressed in percentage in Figure 3.

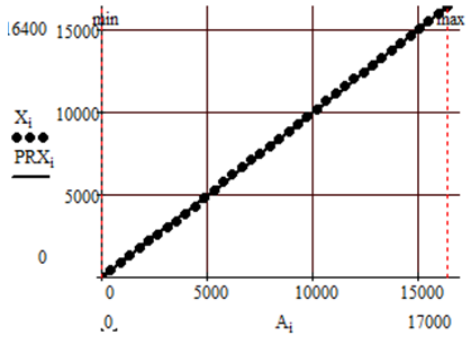


Fig. 2 – Dependence of codes' angle on the specified angle and its regression line

Table 1 – The results of experimental values

Reference number i	The value of the specified angles a_i *(arcmin)*	The voltage of the 1st signal winding $U1_i$ *(V)*	The voltage signal 2nd signal winding $U2_i$ *(V)*	Digital code of the specified angles A_i *(discr.)*	Digital code of the angle-data transmitter D_i *(relat.units)*	Digital code of the angle-data transmitter d_i *(discr.)*	Calculated values of the calibration curve T_i *(discr.)*	The measure of code inaccuracy Δ_i *(discr.)*
0	0	0,1371	1,4093	0	0	0	0	0
1	97,2973	0,1720	1,3756	442	0,04496	455	442	0
2	194,5946	0,2071	1,342	885	0,09007	913	885	0
3	291,8919	0,2414	1,3084	1328	0,13421	1360	1328	0
4	389,1892	0,2739	1,275	1771	0,17636	1787	1771	0
5	486,4865	0,3047	1,2421	2214	0,21666	2196	2216	2
6	583,7838	0,3343	1,2091	2656	0,25588	2594	2656	0
7	681,0811	0,3650	1,176	3099	0,29640	3004	3100	1
8	778,3784	0,3967	1,1426	3542	0,33811	3427	3542	0
9	875,6757	0,4303	1,109	3985	0,38177	3870	3989	4
10	972,973	0,4645	1,0752	4428	0,42605	4319	4428	0
11	1070,27	0,5010	1,0411	4870	0,47245	4789	4875	5
12	1167,568	0,5384	1,0067	5313	0,51960	5267	5313	0
13	1264,865	0,5785	0,9719	5756	0,56894	5767	5757	1
14	1362,162	0,6164	0,9375	6199	0,61604	6245	6199	0
…	…	…						
27	2627,027	1,0597	0,498	11955	1,18328	11996	11953	-2
28	2724,324	1,0905	0,4646	12398	1,22517	12420	12398	0
29	2821,622	1,1218	0,4312	12841	1,26737	12848	12841	0
30	2918,919	1,1534	0,3976	13284	1,30998	13280	13284	0
31	3016,216	1,1854	0,3639	13727	1,35292	13716	13727	0
32	3113,514	1,2188	0,3301	14169	1,39645	14157	14169	0
33	3210,811	1,2533	0,296	14612	1,44058	14604	14608	-4
34	3308,108	1,2912	0,2615	15055	1,48585	15063	15055	0
35	3405,405	1,3283	0,227	15498	1,53078	15519	15501	3
36	3502,703	1,3614	0,1932	15941	1,57413	15958	15941	0
37	3600	1,3899	0,1602	16383	1,61599	16383	16381	-2

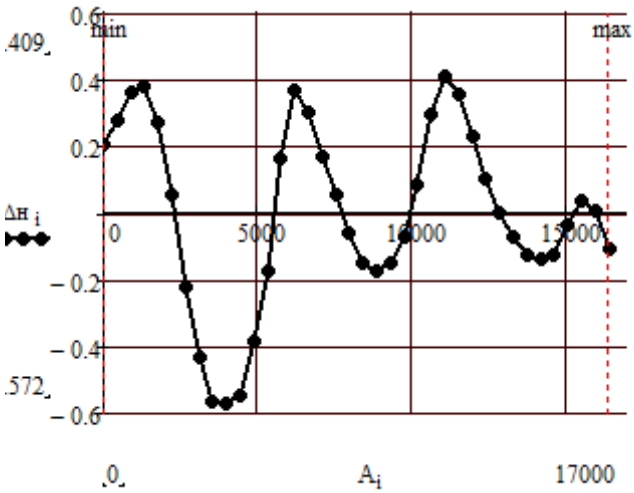


Fig. 3 – Nonlinearity of angle's code dependence on the specified angle

Dependence of the measure of code inaccuracy of the goniometric system $\Delta_i = T_i - A_i$ on the code of the specified values of the angle depicted in Figure 4.

Therefore, the nonlinearity of the source angle in the operating range of angles does not exceed 0.6%. The measure of code inaccuracy in the operating system's goniometric range of angles is less than 5 discretes that the angular dimension is equal to 1.32 *arcmin*.

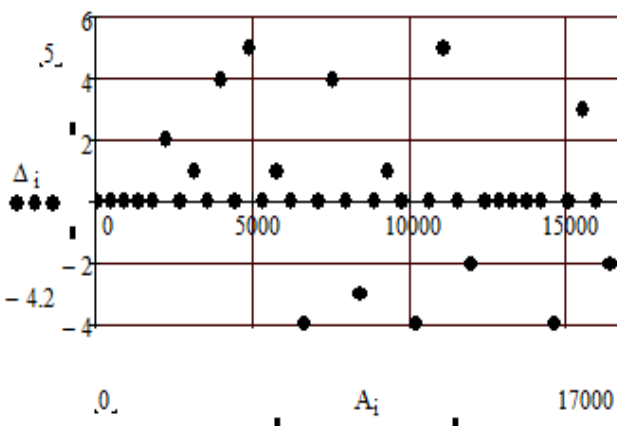


Fig. 4 – The dependence of the angle-data transmitter's code measure of inaccuracy on the code of the specified angle values

Conclusions. Therefore, the proposed method of testing does not require huge financial expenses in terms of resources and the time spent. Besides, it is sufficient for establishing the basic functional parameters of angle-data transmitters of limited rotation angle of the transversal magnetic system and can be used for developing specifications.

References

1. *Харчишин Б. М.* Спосіб покращення метрологічних характеристик давачів обмеженого кута повороту / *Б. М. Харчишин* // Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісник Національного університету „Львівська політехніка”. 2010. – Вип. 671 – С. 113-117.
2. *Завгородній В.Д.* Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 6) Безконтактні давачі обмеженого кута повороту / *В.Д. Завгородній* // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 4. – С. 45-50.
3. Бойко А. С. Основи проектного розрахунку давачів обмеженого кута повороту з трансверсною магнітною системою / А. С. Бойко , В. Д. Завгородній // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 5. – С. 10-15.

References (transliterated)

1. Kharchyshyn B. M. Sposib pokrashchennya metrolohichnykh kharakterystyk davachiv obmezhenoho kuta povorotu [Method of improvement of metrological characteristics of sensors with limited angle of rotation]. *Elektroenerhetychni ta elektromekhanichni systemy. Visnyk Natsional'noho universytetu „L'vivs'ka politekhnika”* [Electric power and Electromechanical systems. Bulletin of National University "Lviv Polytechnic"]. 2010, no. 671, pp. 113-117.
2. Zavhorodniy V. D. Kvantovo-mekhanichna model' davachiv kuta induktsiynoho typu (Chastyna 6) Bezkontaktni davachi obmezhenoho kuta povorotu [Quantum-mechanical model of the angle sensors of induction type (Part 6) proximity sensors with limited angle of rotation]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika* [Electrical and engineering]. 2005, no 4, pp. 45-50.
3. Boyko A. S., Zavhorodniy V. D. Osnovy proektnoho rozrakhunku davachiv obmezhenoho kuta povorotu z transversnoyu mahnitnoyu systemoyu [The basics of design calculation of sensors with limited angle of rotation with transverse magnetic system] *Elektrotekhnika i elektromekhanika* [Electrical and engineering]. 2008, no 5,pp. 10-15.

Received 31.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Функційні випробування давачів обмеженого кута повороту / Б.М.Харчишин, М.В.Хай, П.А.Болкот // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 48–51. – Бібліогр.: 3 назви.– ISSN 2409-9295.

Функциональные испытания датчиков ограниченного угла поворота / Б.М.Харчишин, М. В. Хай П.А.Болкот // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 48–51. – Бібліогр.: 3 назви. – ISSN 2409-9295.

Functional testing of angle-data transmitters of the limited rotation angle / B. M. Kharchyshyn, M. V. Khai, P.A.Bolkot // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 48–51. – Bibliogr.: 3. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Харчишин Богдан Михайлович, кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (095)105-14-71; e-mail: xbohdan@gmail.com.

Харчишин Богдан Михайлович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Национальный университет «Львивська политэхника», доцент кафедры электрических машин и аппаратов, тел. (095)105-14-71; e-mail: xbohdan@gmail.com.

Kharchyshyn Bohdan Mykhailovych, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Senior Research Fellow, Lviv Polytechnic National University, Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (095)105-14-71; e-mail: xbohdan@gmail.com.

Хай Михайло Васильович, кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Хай Михаил Васильевич, кандидат технических наук, доцент, Национальный университет «Львивська политэхника», доцент кафедры электрических машин и апаратов, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Khai Mykhailo Vasylovich, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnica», Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Болкот Петро Андрійович, Національний університет «Львівська політехніка», молодший науковий співробітник Спеціального конструкторського бюро електромеханічних систем, тел. (098)712-54-50; e-mail: bolkot@rambler.ru.

Болкот Петр Андреевич, Национальный университет «Львивська политэхника», младший научный сотрудник Специального конструкторского бюро электромеханических систем, тел. (098)712-54-50; e-mail: bolkot@rambler.ru.

Bolkot Petro Andriiovych, Lviv Polytechnic National University, Research Assistantat the Special Design Bureau of Electromechanical Systems, tel. (098)712-54-50; e-mail: bolkot@rambler.ru.

УДК 621.313

А.В. КАЧУРА, А.М. СЪЯНОВ, Р.М. ПОЛЯКОВ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Запропонована математична модель замкненої системи електропривода (ЕП) на базі вентильного реактивного двигуна (ВРД). У результаті об'єднання польової моделі ВРД і колової моделі системи керування отримана коло-польова модель ЕП на основі методу скінчених елементів. Модель враховує конструктивні особливості двигуна й дозволяє досліджувати ЕП у динамічних режимах роботи. На основі запропонованої моделі отримані електромагнітні й електромеханічні параметри серійного ВРД SRM-57-100-4 у режимі пуску.

Ключові слова: вентильний реактивний двигун, замкнена система електроприводу, система керування, метод скінченних елементів, динамічний режим роботи, режим пуску.

Предложена математическая модель замкнутой системы электропривода (ЭП) на базе вентильного реактивного двигателя (ВРД). В результате объединения полевой модели ВРД и цепной модели системы управления получена цепе-полевая модель ЭП на основе метода конечных элементов. Модель учитывает конструктивные особенности двигателя и позволяет исследовать ЭП в динамических режимах работы. На основе предложенной модели получены электромагнитные и электромеханические параметры серийного ВРД SRM-57-100-4 в режиме пуска.

Ключевые слова: вентильный реактивный двигатель, замкнутая система электропривода, система управления, метод конечных элементов, динамический режим работы, режим пуска

The distribution of switched reluctance motors (SRM) is due to their specific properties: high reliability due to the absence of sliding contacts, precise positioning, wide range of regulation. These properties allow the use of SRM in various adjustable electric drives in conjunction with semiconductor control systems. The complexity of the study of such systems is a correct representation of both the control system itself and the motor, taking into account their mutual influence and energy exchange. In addition, as a rule, SRM have a rather specific design, which limits the use of classical design methods for their calculation and causes the use of numerical methods. The paper presents a mathematical model of a closed electric system on the rotor position and speed based on the switched reluctance motor. As a result of the unification of the SRM field model constructed on the basis of the Laplace and Poisson equations and the circuit model of the control system, a circuit-field ED model is obtained on the basis of the finite element method. The model takes into account the design features of the motor and allows you to explore the ED in dynamic modes of operation. An algorithm for switching power inverter keys for four phases of the SRM is developed. From the obtained values of magnetic induction, tension tensors and the electromagnetic moment of the motor are calculated. Electromagnetic and electromechanical parameters of the serial SRM SRM-57-100-4 in the start-up mode are obtained for the proposed model.

Keywords: switched reluctance motor, closed-loop electric drive system, control system, finite element method, dynamic operation mode, start mode

Введение. Неотъемлемой частью высокотехнологичного оборудования являются электроприводы на базе вентильных реактивных двигателей. Данные ЭП находят применение в разнообразных устройствах: робототехнике, медицинском оборудовании, станках с числовым программным обеспечением, множительной и компьютерной технике. Распространение ВРД обусловлено их свойствами: прецизионное позиционирование, широкий диапазон регулирования, высокая надёжность. В связи с этим актуальной является задача исследования электромагнитных параметров и характеристик ВРД в составе систем управляемого ЭП.

Постановка задачи. При создании ЭП на базе ВРД возникает необходимость согласования электромеханической и схемотехнической части с учётом их взаимного влияния. К основным трудностям, возникающим при построении корректной модели "система управления - ВРД", можно отнести: необходимость учёта взаимного энергообмена между двигателем и электронным коммутатором, явно выраженная зубчатая структура статора и ротора ВРД, нелинейность свойств материалов, несинусоидальность индукции в воздушном зазоре.

В работе рассмотрена цепе-полевая математическая модель ЭП на базе ВРД SRM-57-100-4 производства ТОВ "Электротехника" (г. Николаев), применяемый в аппарате искусственной вентиляции легких серии "Бриз-Т". Магнитная система ВРД выполнена с соотношением полюсов статора к ротору 8/6, статорный и роторный пакеты набраны из электротехнической стали марки 2211, толщина пластин 0,5 мм. Активная длина статора и ротора 28 мм. Конструктивные параметры двигателя приведены на рис. 1, его технические данные - в табл. 1.

Для расчета характеристик и электромагнитных параметров ВРД применен метод конечных элементов (МКЭ) [1], который позволяет корректно описать сложную геометрию двигателя с учетом нелинейных свойств материалов в стационарных и переходных режимах работы. При этом приняты следующие допущения:

1) модель преобразователя частоты представляется в виде идеального инвертора, который питается от источника постоянного напряжения бесконечной мощности;

2) модель двигателя является плоской и рассматривается в прямоугольной системе координат;

3) плотность тока в обмотке распределяется равномерно по всему сечению;

4) упрощены мелкие конструктивные детали (технологические канавки, крепежные выемки и отверстия).

© А.В. Качура, А.М. Съянов, Р.М. Поляков, 2017

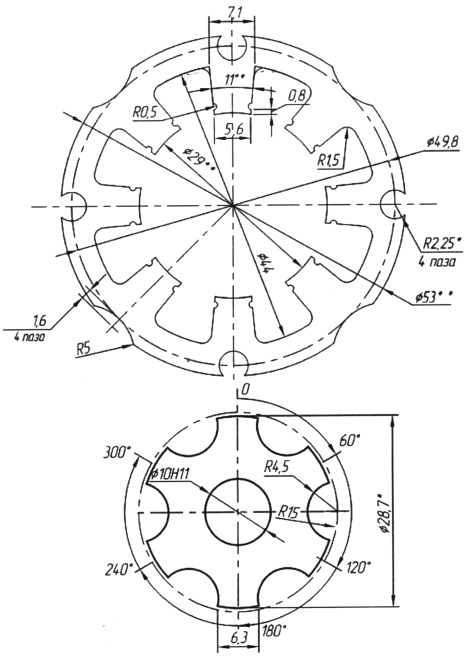


Рис. 1 – Пластины статора и ротора ВРД

Таблица 1 – Технические данные ВРД

Номинальный момент, Н·м	0,05
Номинальная мощность, Вт	21
Номинальное напряжение, В	24
Максимальная частота вращения, об/мин	4500
Максимальный момент, Н·м	0,1
Глубина регулирования	1:500
Момент инерции ротора, кг·м^2	0,0000055
Масса, кг	0,75
Способ охлаждения	IC0040
Степень защиты	IP54

Целью работы является создание цепе-полевой модели замкнутой системы ЭП на базе ВРД SRM 57-100-4 для исследования переходных режимов работы с учетом энергообмена между коммутатором и двигателем.

Результаты работы. В преобразователе частоты электромагнитные процессы зависят от ряда факторов: соединения нагрузки, ее характера, алгоритма переключения вентилей, схемы инвертора. Рассмотрим модель однополярного преобразователя со звеном постоянного тока. При коммутации ключей инвертора в однополярном режиме график напряжения представляет собой знакопостоянную импульсную функцию с периодом коммутации 60 эл. град. (рис. 2).

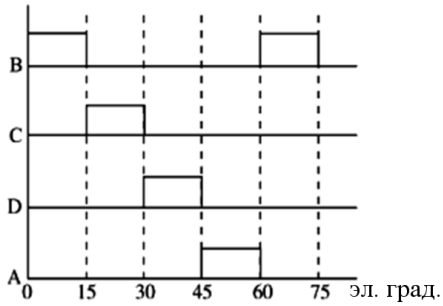


Рис. 2 – График коммутации ключей инвертора

Математически импульсная функция может быть описана уравнениями вида:

$$u(\theta)=\begin{cases} +u_{\text{п}B}, 0<\theta<\dfrac{\pi}{12}; \\ +u_{\text{п}C}, \dfrac{\pi}{12}<\theta<\dfrac{2\pi}{12}; \\ +u_{\text{п}D}, \dfrac{2\pi}{12}<\theta<\dfrac{3\pi}{12}; \\ +u_{\text{п}A}, \dfrac{3\pi}{12}<\theta<\dfrac{4\pi}{12}; \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{\text{пх}}$ – напряжение источника питания соответствующей фазной обмотки инвертора;

$\theta=\Omega\cdot t$ – время в угловых единицах, определяемых частотой Ω выходного напряжения инвертора.

Основываясь на математической модели, рассмотренной в [2, 3], система уравнений, описывающая ВРД, может быть представлена как

$$\begin{cases} -\nabla\text{Ч}\left(\nu\nabla\text{Ч}\vec{A}\right)=0 \text{ - воздушный зазор;} \\ -\nabla\text{Ч}\left(\nu\nabla\text{Ч}\vec{A}\right)=0 \text{ - статор;} \\ -\nabla\text{Ч}\left(\nu\nabla\text{Ч}\vec{A}\right)=\dfrac{N_w i_x}{S_w} \text{ - паз статора;} \\ -\nabla\text{Ч}\left(\nu\nabla\text{Ч}\vec{A}\right)=-\upsilon\left(\dfrac{\partial A}{\partial \text{x}}-\dfrac{\partial A}{\partial \text{y}}\right) \text{ - ротор;} \\ -\nabla\text{Ч}\left(\nu\nabla\text{Ч}\vec{A}\right)=-\sigma\dfrac{\partial A}{\partial t}-\upsilon\left(\dfrac{\partial A}{\partial x}-\dfrac{\partial A}{\partial y}\right) \text{ - вал,} \end{cases} \quad (2)$$

где ∇ – оператор набла;

ν – удельное магнитное сопротивление стали;

$\vec{\text{A}}$ – векторный магнитный потенциал;

x – индекс соответствующей фазной обмотки;

i – ток в фазной обмотке;

N_w, S_w – число витков и площадь поперечного сечения фазной обмотки;

σ – удельная электрическая проводимость;

υ – скорость вращения ротора.

В прямоугольной двухмерной системе координат система (2) трансформируется к виду:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial x}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial x}\right)+\dfrac{\partial}{\partial y}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial y}\right)=0 \text{ - зазор;} \\ \dfrac{\partial}{\partial x}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial x}\right)+\dfrac{\partial}{\partial y}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial y}\right)=0 \text{ - статор;} \\ \dfrac{\partial}{\partial x}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial x}\right)+\dfrac{\partial}{\partial y}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial y}\right)=\dfrac{N_w\cdot i_x}{S_w} \text{ - паз статора;} \\ \dfrac{\partial}{\partial x}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial x}\right)+\dfrac{\partial}{\partial y}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial y}\right)=-\upsilon\left(\dfrac{\partial A}{\partial x}-\dfrac{\partial A}{\partial y}\right) \text{ - ротор;} \\ \dfrac{\partial}{\partial x}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial x}\right)+\dfrac{\partial}{\partial y}\left(\nu\dfrac{\partial A}{\partial y}\right)=-\sigma\dfrac{\partial A}{\partial t}-\upsilon\left(\dfrac{\partial A}{\partial x}-\dfrac{\partial A}{\partial y}\right) \text{ - вал.} \end{cases} \quad (3)$$

Система (3) должна быть дополнена уравнениями равновесия напряжения для каждой фазной обмотки

$$\{u_x\} = [r_x]\{i_x\} + \frac{N_w l}{S_w}\left\{\int_{S_w} \frac{\partial A}{\partial t} dS_w\right\} + L_л \frac{d\{i_x\}}{dt} \qquad (4)$$

и основным уравнением динамики вращательного движения

$$M - M_c = J\frac{d\omega}{dt}, \qquad (5)$$

где $\{u_x\}$ – вектор фазных напряжений;

$[r_x]$ – матрица омических сопротивлений фазной обмотки двигателя;

$\{i_x\}$ – вектор токов в фазных обмотках;

$L_л$ – индуктивность лобовых частей;

l – длина проводника;

M – величина электромагнитного момента;

M_c – статический момент сопротивления на валу;

J – момент инерции ротора;

ω – угловая скорость вращения ротора.

Задача по решению (3) сводится к краевой задаче решения уравнений Пуассона относительно векторного магнитного потенциала $\vec{A}$. Приведем краевую задачу к вариационной и применим МКЭ [4, 5]. При этом система (3) трансформируется к виду

$$S \times A + N \times \frac{\partial A}{\partial t} = C \times i,$$

где S, C, N определены в [2].

Определив значения магнитной индукции в каждой точке поля области ВРД, электромагнитный момент, действующий на ротор, может быть вычислен через тензоры напряжений [6]:

$$\overline{M} = \oint_S \left[\overline{r}\,\overline{T}_n\right] dS = \overline{q}_x M_x + \overline{q}_y M_y + \overline{q}_z M_z,$$

где

$$M_x = \overline{q}_x \overline{M} = \oint_S \left(yT_{nz} - zT_{ny}\right) dS;$$

$$M_y = \overline{q}_y \overline{M} = \oint_S \left(zT_{nx} - xT_{nz}\right) dS;$$

$$M_z = \overline{q}_z \overline{M} = \oint_S \left(xT_{ny} - yT_{nx}\right) dS.$$

Здесь T_{nx}, T_{ny}, T_{nz} – компоненты тензора натяжений по осям системы координат.

Помимо инвертора напряжения и ВРД рассматриваемый электропривод включает систему управления (рис. 3), состоящую из: 1) задатчика скорости; 2) датчика положения ротора; 3) датчика скорости; 4) датчика тока обмотки статора; 5) силового IGBT коммутатора; 6) системы управления коммутатором; 7) обратной связи по положению ротора; 8) обратной связи по скорости.

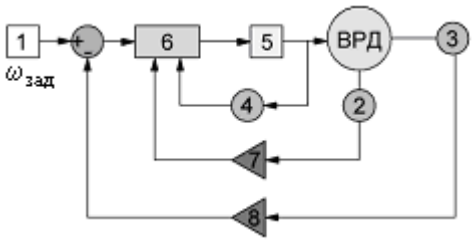


Рис. 3 – Система управления ВРД

Объединив полевую модель ВРД с цепной моделью системы управления (рис. 4), получим цепе-полевую модель замкнутой системы электропривода с обратной связью по скорости и положению ротора. Получая информацию о текущем положении ротора и его скорости на основе показаний соответствующих датчиков, система управления формирует знакопостоянные импульсы с последовательностью фаз *B-C-D-A* смещением 15 эл. град, поступающие на силовой инвертор. Инвертор подключает к источнику постоянного напряжения +24В соответствующую фазную обмотку ВРД.

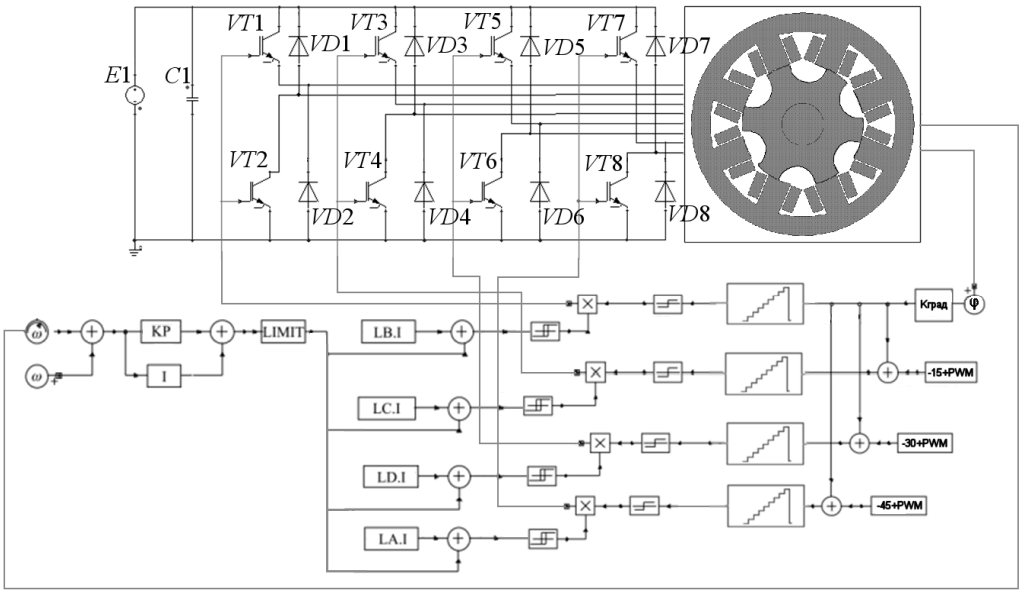


Рис. 4 – Структурная схема замкнутой системы ЭП на базе ВРД

На основе разработанной математической модели выполнен расчет режима пуска ВРД SRM 57-100-4 до скорости задания 157 рад/сек. В результате моделирования получены зависимости угла поворота ротора (рис. 5), электромагнитного момента (рис. 6), токов в фазных обмотках (7). На рис. 8 представлены графики распределения магнитной индукции в сечении ВРД для различных моментов времени.

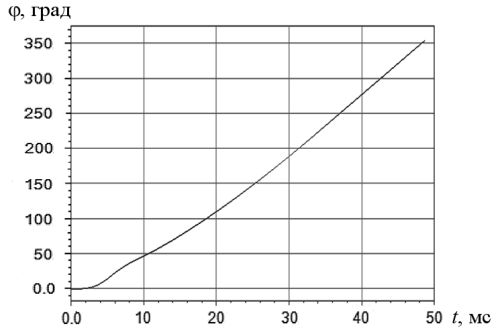


Рис. 5 – Зависимость угла поворота ротора ВРД

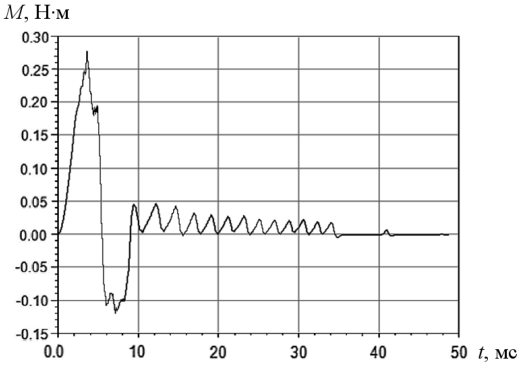


Рис. 6 – График переходного процесса электромагнитного момента

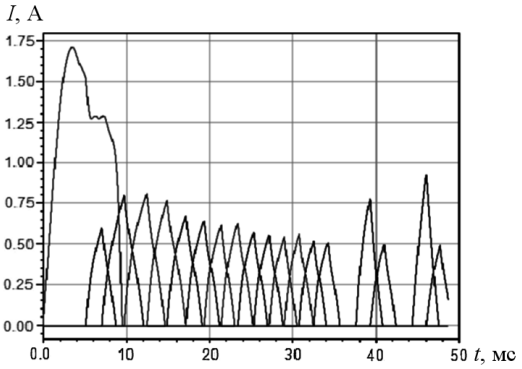


Рис. 7 – Графики переходных процессов токов в фазных обмотках ВРД

Выводы. На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы: 1) конечно-элементная модель ВРД может быть объединена с цепной моделью силового коммутатора и его системой управления, формируя тем самым замкнутую систему электропривода с обратными связями по положению ротора и скорости ВРД; 2) из рис. 5-7, следует, что использование замкнутой системы ЭП позволяет обеспечить практически линейный характер изменения положения ротора. При этом наблюдается пятикратный бросок пускового момента на промежутке времени 10 мс. Дальнейший разгон двигателя сопровождается уменьшением пускового момента с последующей его стабилизацией на уровне 0,025-0,05 Н·м;

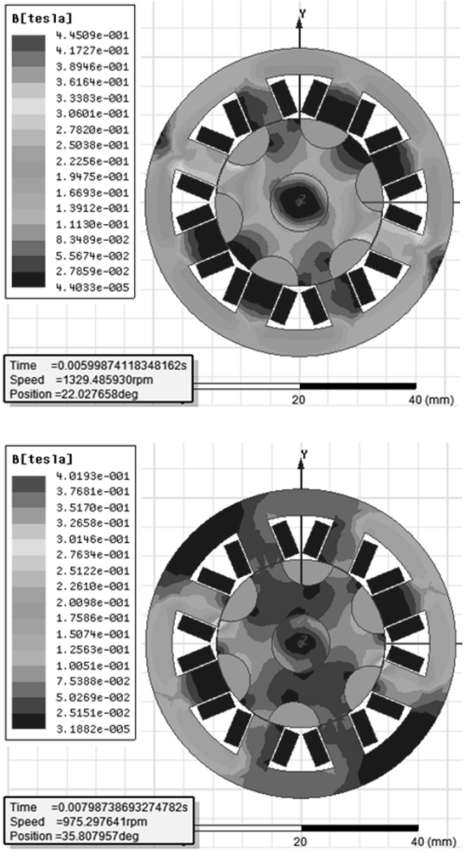


Рис. 8 – Распределение магнитной индукции в сечении ВР

3) установлено, что двигатель достигает требуемой скорости задания за 35 мс. При этом величина пускового тока возрастает до 1,7 А с последующим снижением до 0,5 А; 4) на промежутке времени 36-38 мс и 42-44 мс наблюдается снижение тока и электромагнитного момента до 0 А и 0 Н·м соответственно, что объясняется выключением определенных фазных обмоток двигателя инвертором на основе сигналов системы управления при увеличении скорости вращения ротора ВРД выше заданной.

Список литературы

1. *Сегерлинд Л.* Применение метода конечных элементов / *Л. Сегерлинд* – М. : Мир, 1979. – 392 с.
2. *Качура А. В.* Разработка математической модели вентильного реактивного двигателя на основе метода конечных элементов для систем точного позиционирования / *А. В. Качура, А. М. Съянов* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського

державного технічного університету. Технічні науки. – 2015. – Вип. 1. – С. 87-93.
3. *Качура А. В.* Математическое моделирование вентильного реактивного двигателя с уменьшенным моментом инерции / *А. В. Качура, Л. Ю. Мороз, А. М. Съянов* // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Технічні науки. – 2015. – Вип. 2. – С. 127-135.
4. *Зенкевич О.* Метод конечных элементов в технике / *О. Зенкевич* – М. : Мир, 1975. – 541 с.
5. *Сильвестр П.* Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков / *П. Сильвестр, Р. Феррари*. Пер. с англ. – М. : Мир. 1986. – 229 с.
6. *Иванов-Смоленский А В.* Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах: Учеб. пособие для вузов по спец. "Электромеханика" / *А.В. Иванов-Смоленский* – М. : Высш. шк., 1989. – 312 с.

References (transliterated)

1. Segerlind L. *Primenenie metoda konechnyh elementov* [Application of the finite element method]. Moscow, Mir, 1979, 392 p.
2. A. V. Kachura, A. M. Sjanov. *Razrabotka matematicheskoj modeli ventil'nogo reaktivnogo dvigatelja na osnove metoda konechnyh elementov dlja sistem tochnogo pozicionirovanija* [Development of a mathematical model of a switched reluctance motor based on the finite element method for precision positioning] *Zbirnik naukovih prac' Dniprodzerzhins'kogo derzhavnogo tehnichnogo universitetu. Tehnichni nauki – Collection of scientific papers of Dniprodzerzhynsk state technical University. Engineering science.* 2015, Release 1, pp. 87-93.
3. Kachura A. V., Moroz L. Ju., Sjanov A. M. Matematicheskoe modelirovanie ventil'nogo reaktivnogo dvigatelja s umen'shennym momentom inercii [Mathematical modeling of switched reluctance motor with a reduced moment of inertia] *Zbirnik naukovih prac' Dniprodzerzhins'kogo derzhavnogo tehnichnogo universitetu. Tehnichni nauki – Collection of scientific papers of Dniprodzerzhynsk state technical University. Engineering science.* 2015, Release 2, pp. 127-135.
4. Zenkevich O. *Metod konechnyh elementov v tehnike.* [Finite element method in engineering]. Moscow, Mir, 1975. 541 p.
5. Silvestr P., Ferrari R. *Metod konechnyh elementov dlja radioinzhenerov i inzhenerov-elektrikov.* [Finite element method for radio engineers and electrical engineers] Per. s angl. Moscow, Mir. 1986. 229 p.
6. Ivanov-Smolenskij A.V. *Elektromagnitnye sily i preobrazovanie energii v elektricheskih mashinah: Ucheb. posobie dlja vuzov po spec. "Elektromehanika".* [Electromagnetic forces and energy conversion in electrical machines: Textbook for universities on spec. "Electrician"], Moscow, Vyssh. shk., 1989. 312 p.

Поступила (received) 15.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Математическое моделирование замкнутой системы электропривода на базе вентильного реактивного двигателя на основе метода конечных элементов / А.В. Качура, А.М. Съянов, Р.М. Поляков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 52–56. – Библиогр.: 6 назв. – ISSN 2409-9295.

Математическое моделирование замкнутой системы электропривода на базе вентильного реактивного двигателя на основе метода конечных элементов / А.В. Качура, А.М. Съянов, Р.М. Поляков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 52–56. – Бібліогр.: 6 назв. – ISSN 2409-9295.

Mathematical modeling of the closed loop system of the electric drive on the basis of the switched reluctance motor with finite element method / A. V. Kachura, A. M. Syanov, R. M. Polyakov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 52–56. – Bibliogr.: 6. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Качура Олексій Вікторович, кандидат технічних наук, доцент, Дніпродзержинський державний технічний університет, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки, тел. +38 (0569) 55-20-05, e-mail: fem@ukr.net

Качура Алексей Викторович, кандидат технических наук, доцент, Днепродзержинский государственный технический университет, доцент кафедры электротехники и электромеханики, тел. +38 (0569) 55-20-05, e-mail: fem@ukr.net

Kachura Alexey Viktorovich, Candidate of technical Sciences, Associate Professor, Dneprodzerzhinsk state technical University, Associate Professor at the Department of electrical engineering and electromechanics, tel. +38 (0569) 55-20-05, e-mail: fem@ukr.net

С'янов Олександр Михайлович, доктор технічних наук, професор, Дніпродзержинський державний технічний університет, декан факультету електроніки та комп'ютерної техніки, тел. +38 (0569) 55-13-61, e-mail: alexandr.sianov@gmail.com

Съянов Александр Михайлович, доктор технических наук, профессор, Днепродзержинский государственный технический университет, декан факультета электроники и компьютерной техники, тел. +38 (0569) 55-13-61, e-mail: alexandr.sianov@gmail.com

Syanov Alexander Mikhailovich, Doctor of technical Sciences, Professor, Dneprodzerzhinsk state technical University, Dean of the faculty of electronics and computer technology, tel. (0569) 55-13-61, e-mail: alexandr.sianov@gmail.com

Поляков Роман Михайлович, аспірант, Дніпродзержинський державний технічний університет, аспірант кафедри апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, тел. +38 (0569) 55-13-61

Поляков Роман Михайлович, аспирант, Днепродзержинский государственный технический университет, аспирант кафедры аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения, тел. +38 (0569) 55-13-61

Polyakov Roman Mikhailovich, Postgraduate student, Dneprodzerzhinsk state technical University, postgraduate student of the Department of equipment of radio communication, broadcasting and television, tel. +38 (0569) 55-13-61

УДК 629.12-8:629.12.037

В. А. ЯРОВЕНКО, Е. И. ЗАРИЦКАЯ, П. С. ЧЕРНИКОВ

ОЦЕНКА МАНЕВРЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОХОДОВ НА НАЧАЛЬНЫХ СТАДИЯХ ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Надійність і безпека маневрених операцій залежіть від сумісної роботи електроенергетичної установки, гвинтів й корпуса електрохода. Запропоновано спосіб оцінки маневрених характеристик електроходів на начальному етапі проектування. Виявлено параметри пропульсивних комплексів, які найбільш значимо впливають на ці показники. Розроблено прості математичні моделі – аналітичні залежності показників від параметрів комплексів. Моделі дозволяють вже на начальних стадіях проектування, в умовах обмеженої інформації прогнозувати маневрені властивості суден та знаходити шляхи їх поліпшення.

Ключові слова: показники якості маневрування електроходів, метод оцінки, аналітичні залежності показників від параметрів комплексів.

Надежность и безопасность маневренных операций определяется совместной работой электроэнергетических установок, движителей и корпуса электроходов. Предложен способ оценки маневренных характеристик электроходов на начальных этапах проектирования. Выявлены параметры пропульсивных комплексов, наиболее значимо влияющие на эти показатели. Разработаны простые математические модели – аналитические зависимости показателей от параметров комплексов. Модели позволяют на начальных стадиях проектирования в условиях ограниченной информации прогнозировать маневренные свойства судов и находить пути их улучшения.

Ключевые слова: показатели качества маневрирования электроходов, метод оценки, аналитические зависимости показателей от параметров комплексов.

Interest in the use of electric motion in the shipbuilding industry is growing. The main advantages of electric ships are: reliability; economy when operating at reduced speeds; high maneuverability. The reliability and safety of maneuvering operations is determined by the joint operation of the power plant, propulsors and electric ship's hull. Therefore, the ability to assess the maneuverability characteristics of all components of electric ships' propulsion complexes at the initial stages of their design is **urgent**. The search for methods of such an assessment is **the goal of this paper**. The peculiarity of electric ships' operation on maneuvers is that the duration of transient processes in the power plant are commensurable with the duration of the transient processes in ship's movement. Therefore, the analysis of the operating conditions of the electrical propulsion plant should be carried out in unity with all the components of the propulsion complex. **The state of the question**. A mathematical model of transient regimes for the analysis of maneuvering operation modes has been developed. It describes the transient regimes of all the components of the complex. The criteria of dynamic similarity – the dimensionless parameters of the system " electrical propulsion plant – propellers – ship's hull " are revealed. It is these parameters that determine the quality of maneuvering. **The result of the study**. Simple calculation methods in estimating and predicting electric ships' maneuverability characteristics at the early stages of designing are necessary. For this purpose, significantly influencing parameters for each quality index were revealed. And then using the methods of active experiment planning, analytical models – the dependencies of the indicators on the parameters of the complex and the significant interaction effects of the parameters – were constructed . The possibilities of using the developed analytical models for estimating the main maneuvering indices are illustrated. At the same time, the error in the calculation method is also estimated. As the object of comparison, the design of the vessel with frequency-controlled propulsion motors was chosen. Calculation results of the quality indicators of maneuvering by approximate and exact methods are compared to evaluate the error in analytical models. The errors are in the range 3,8 – 11,7%. They are acceptable for dynamic calculations. The application of the proposed models to find ways of improving maneuverability is illustrated. **Conclusions.** Convenient methods of evaluation are necessary for an approximate assessment of the basic performance indicators at the initial stages of designing electromechanical systems. Simple analytical models are proposed to assess the maneuvering regimes. Errors in the calculation method are within acceptable limits.

Key words: quality indicators of electric ships' maneuverability, estimation method, analytical dependencies of indicators on complexes' parameters.

Актуальность задачи. В последние десятилетия во всем мире резко возрос интерес к использованию электродвижения в судостроении. В первую очередь это обусловлено теми неоспоримыми преимуществами, которыми обладают электроходы по сравнению с судами с непосредственной передачей вращающего момента первичных двигателей на гребные винты. К этим достоинствам относятся возможности: применения быстроходных нереверсивных первичных двигателей; свободной компоновки оборудования на судне и высвобождения дополнительных площадей; эффективного использования машинного отделения; дробления полной мощности на несколько частей и работы каждого первичного двигателя на несколько винтов, что повышает живучесть и гибкость энергетической установки [1].

К достоинствам эксплуатационного характера относятся: повышенная надежность; простота и широкие возможности дистанционного управления; относительная экономичность при работе на "промежуточных ходах" (что в настоящее время все чаще используется), повышенные маневренные качества [2, 3]. А ведь именно за счет высоких маневренных свойств в первую очередь обеспечивается безопасность выполнения маневренных операций. С этой точки зрения, именно суда с электродвижением обладают неоспоримыми преимуществами перед традиционным типом привода судовых движителей. Высокая маневренность судов, оборудованных гребными электрическими установками, одна из основных причин, обусловивших причину столь высокого интереса к современным системам электродвижения [4].

В связи с этим, весьма актуальной является необходимость в оценке маневренных характеристик электроходов уже на самых начальных стадиях их проектирования. Поиск способов оценки основных показателей качества маневрирования и является **целью настоящей работы.**

Состояние рассматриваемого вопроса.

Отличительной особенностью работы электроходов на маневрах является то, что продолжительности переходных процессов в судовой электроэнергетической установке (СЭУ) оказываются соизмеримыми с продолжительностями переходных процессов движения самого судна. Поэтому, традиционные допущения о постоянстве частоты

© В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая, П. С. Черников, 2017

вращения гребных винтов при движении судна на маневрах (равно как и наоборот) не приемлемы. Анализ режимов работы судна следует проводить в единстве со всеми составными частями судового пропульсивного комплекса, который включает в себя электроэнергетическую установку, гребные винты и корпус судна. Только так (рассматривая весь пропульсивный комплекс в целом) можно оценить маневренные свойства электрохода.

Метод решения задачи

Для анализа маневренных режимов в [5] предложена математическая модель. Она описывает переходные режимы работы всех составных частей единого судового пропульсивного комплекса. Модель универсальна, охватывает подавляющее большинство современных и перспективных электроходов с традиционным типом движителей.

Для придания общности результатам анализа математическая модель приведена к относительным единицам. В результате этого выявлены критерии динамического подобия пропульсивных комплексов. Это – безразмерные параметры системы "тепловые двигатели – гребная электрическая установка – движители – корпус судна". Именно эти параметры и определяют законы изменения во времени относительных режимных показателей всех составных частей комплекса и определяют численные значения показателей качества маневрирования. Такой подход позволяет придать общность получаемым результатам – электроходы с равными значениями безразмерных параметров будут иметь соответственно одинаковые значения (в относительных единицах) показателей качества маневрирования.

Математическая модель и разработанный на ее основе метод расчета текущих значений режимных показателей электроэнергетической установки позволяет решать задачи оптимального проектирования [6, 7] и оптимального управления [8] гребными электродвигателями (ГЭД) электроходов на маневрах.

Однако, на ранних стадиях проектных разработок при оценке маневренных характеристик электроходов, для прогнозирования маневренных свойств электроходов нужны простые методы расчета. При их построении необходимо в первую очередь исходить из условия ограниченного объема технической информации о проектируемом объекте. В качестве таких методов широко используются аналитические методы, основанные на представлении показателей качества их аналитическими моделями.

В работе [9] предложено рассчитывать показатели качества с помощью полиномиальных моделей. Эти модели представляют собой приближенные аналитические зависимости показателей качества маневрирования от параметров пропульсивного комплекса электрохода. При установлении связей показателей качества J с параметрами пропульсивного комплекса q_i используется прием адекватного представления показателя $J = J(q_1, q_2 \cdots q_n)$ некоторой приближенной аналитической моделью $J^* = J^*(q_1, q_2 \ldots q_n)$. При построении таких аналитических моделей набольшее применение получило многочленное приближение $J^*(\mathbf{B}, \mathbf{q})$, где $\mathbf{B}$ – вектор коэффициентов приближенного полинома. Для анализа судовых электромеханических систем чаще всего достаточно ограничиться представлением показателей J^* полиномами первого (1) или второго (2) порядков

$$J^* = \sum_{i=0}^{n} b_i q_i + \sum_{i=2}^{n} \sum_{j=1}^{i-1} b_{ij} q_i q_j, i \neq j \qquad (1)$$

$$J^* = \sum_{i=0}^{n} b_i q_i + \sum_{i=1}^{n} b_{ii} q_i^2 + \sum_{i=2}^{n} \sum_{j=1}^{i-1} b_{ij} q_i q_j. \qquad (2)$$

Численные значения этих показателей определяются решением системы уравнений, описывающих переходные режимы работы комплекса. Однако, в начальной стадии проектирования при большом числе параметров комплекса (их более 50) и ограниченном, как было отмечено, объеме информации об объекте, решение задачи оказывается нереальным. Известно, что значимое влияние на показатели качества подобных сложных электромеханических систем оказывают лишь небольшое (до 8–10) число параметров. В таких случаях на первом этапе расчетов необходимо провести отсеивающие эксперименты и выявить [3] по каждому показателю качества значимые параметры и значимые эффекты взаимодействий параметров, отнеся (обоснованно) остальные к шумовому полю.

Достижение поставленной в работе цели осуществлялось в два этапа.

Первый – выявление по каждому показателю качества значимо влияющих параметров. Для этого использовался метод случайного баланса. Отсеивающие эксперименты, выполненные [10] по полной математической модели [5] методом случайного баланса, позволили выявить по каждому показателю качества значимые параметры. Результаты, в виде вкладов факторов и эффектов взаимодействий факторов в соответствующий показатель качества, могут быть представлены в виде уравнений регрессии или в графическом виде (гистограммами). Здесь полученные результаты показаны по второму варианту представления. На гистограммах по оси абсцисс проставлены (в порядке убывания вкладов) значимые параметры и значимые эффекты взаимодействия параметров, а по оси ординат – их вклады в соответствующий показатель качества в процентах. (Соотношения для расчета численных значений параметров приведены ниже). Влияния изменений значений остальных параметров пропульсивных комплексов и эффектов взаимодействий, как показала статистическая обработка результатов расчетов, несущественно и в дальнейших расчетах эти параметры можно принимать неварьируемыми.

Второй – построение аналитических моделей показателей качества маневрирования – зависимостей показателей качества от значимых параметров пропульсивного комплекса и значимых эффектов взаимодействия параметров. Построение моделей вида (1) и (2) осуществлялось (после формирования соответствующих матриц "наблюдений") с помощью одного из методов активного планирования эксперимента. Под экспериментом при этом понимался единичный расчет законов изменения во времени режимных показателей пропульсивного

комплекса электрохода при выполнении соответствующего маневра. Расчеты проводились на базе математической модели [5], описывающей переходные режимы судовых энергетических установок в составе пропульсивных комплексов электроходов на маневрах.

Результаты исследований.

К важнейшим показателям качества маневрирования гребной электроэнергетической установки в составе пропульсивного комплекса электроходов следует отнести:

– продолжительность разгона – $T_{разг.}$;

– выбег электрохода при разгоне – $X1_{разг.}$;

– затраты энергии на разгон судна – $W_{разг.}$;

– скорость электрохода к концу разгона – $v_{разг.}$;

– продолжительность торможения гребных электродвигателей (ГЭД) – $T_{торм.ГЭД}$;

– продолжительность торможения СЭУ – $T_{торм.СЭУ}$;

– затраты энергии на торможение – $W_{торм.}$;

– выбег судна при торможении – $X1_{торм.}$;

– максимальная мощность ГЭД – $P_{ГЭД\,max}$;

– продолжительность реверса электрохода – $T_{рев.}$.

Для всех показателей проведены исследования и найдены аналитические зависимости для количественной оценки показателей качества маневрирования от безразмерных параметров комплексов. Некоторые результаты приведены, в качестве примера, ниже.

Продолжительность разгона – $T_{разг.}$

Гистограмма с вкладами значимых параметров и значимых эффектов взаимодействий параметров в продолжительность разгона – $T_{разг.}$ приведена на рис. 1.

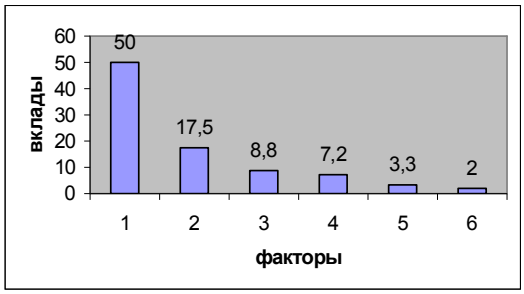


Рис. 1 – Вклады параметров и эффектов взаимодействий в показатель $T_{разг.}$

Факторам на рис. 1 соответствуют безразмерные параметры комплекса: 1 – N_X; 2 – C_{M16}; 3 – N_M; 4 – $C_{M23}N_X$; 5 – C_{M23}; 6 – N_MN_X. (Соотношения для их расчета и способ нормирования, как было отмечено, будут приведены ниже).

Аналитическая зависимость для оценки продолжительности разгона для комбинированного маневра "разгон – торможение – реверс":

$$\begin{aligned} T_{разг.} = {} & 27{,}2 - 4{,}68N_X + 1{,}97C_{M23} + \\ & + 1{,}72C_{M23}C_{M24} - 1{,}69C_{M20} - 1{,}59C_{M24} - \\ & - 1{,}06C_{M24}C_{M20} - 0{,}94C_{M20}C_{M23} - 0{,}88N_XC_{M23} + \\ & + 0{,}84N_XC_{M20} - 0{,}69C_{M24}C_{M17}. \end{aligned} \quad (3)$$

Выбег электрохода к концу разгона – $X1_{разг.}$

Вклады значимых параметров и эффектов взаимодействий в величину выбега электрохода ($X1_{разг.}$) приведены на рис. 2.

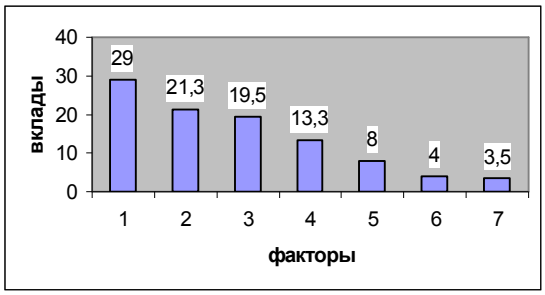


Рис. 2 – Вклады параметров и эффектов взаимодействий в показатель $X1_{разг.}$

Обозначения на рис. 2 соответствуют: 1 – N_X; 2 – C_{M16}; 3 – C_{M20}; 4 – C_{M23}; 5 – $C_{M16}C_{M23}$; 6 – $C_{M20}C_{M23}$; 7 – N_M.

Аналитическая зависимость для оценки выбега электрохода $X1_{разг}$:

$$\begin{aligned} X1_{разг.} = {} & 11{,}67 - 6{,}21N_X - 1{,}39C_{M20} + \\ & + 0{,}56N_XC_{M20} + 0{,}55C_{M17} + 0{,}54N_XC_{M23} + \\ & + 0{,}49C_{M24}C_{M17} + 0{,}47C_{M23}C_{M17} - \\ & - 0{,}43C_{M24}C_{M20} - 0{,}4C_{M23} + 0{,}31C_{M24}C_{M23}. \end{aligned} \quad (4)$$

Затраты энергии на разгон электрохода – $W_{разг.}$

Вклады значимых параметров и эффектов взаимодействий на величину затрат энергии ($W_{разг.}$) при разгоне электрохода приведены на рис. 3.

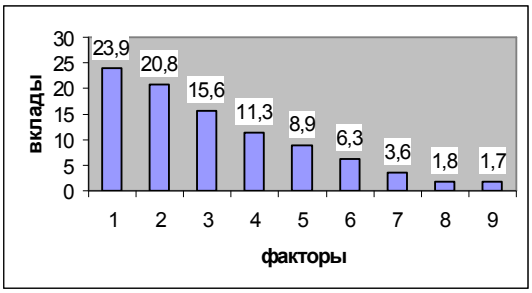


Рис. 3 – Вклады параметров и эффектов взаимодействий в показатель $W_{разг.}$

Обозначения на рис. 3 соответствуют: 1 – N_X; 2 – C_{M23}; 3 – C_{M17}; 4 – C_{M20}; 5 – C_{M16}; 6 – C_{M18}; 7 – N_XC_{M16}; 8 – N_XC_{M17}; 9 – C_{M21}.

Аналитическая зависимость для оценки затрат топлива на разгон электрохода $W_{разг.}$

$$\begin{aligned} W_{разг.} = {} & 55{,}07 - 29{,}09N_X - 10{,}17C_{M20} + \\ & + 8{,}56C_{M23} - 4{,}99C_{M17} - 3{,}48N_XC_{M23} + \\ & + 2{,}87C_{M24}C_{M17} + 2{,}76N_XC_{M17} + \\ & + 2{,}61C_{M20}C_{M23} - 2{,}31C_{M24}C_{M20}. \end{aligned} \quad (5)$$

Скорость электрохода к концу разгона – $v_{разг.}$

Вклады значимых параметров и эффектов взаимодействий в величину скорости электрохода $v_{разг.}$ к концу разгона приведены на рис. 4.

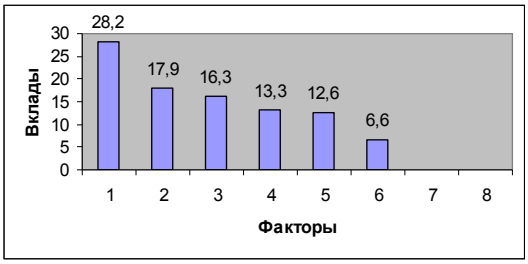


Рис. 4 – Влияние параметров и эффектов взаимодействий в показатель v_{max}

Обозначения на рис. 4 соответствуют: 1 – C_{M16}; 2 – C_{M20}; 3 – C_{M23}; 4 – N_X ; 5 – C_{M17}; 6 – $C_{M16}N_X$.

Аналитическая зависимость для оценки скорости электрохода $v_{\text{разг.}}$:

$$v_{\text{разг.}} = 0{,}652 - 0{,}053C_{M23} + 0{,}051C_{M24} - 0{,}04C_{M24}C_{M23} - 0{,}039C_{M20} + 0{,}037C_{M23}C_{M17} + 0{,}033C_{M17} + 0{,}033C_{M24}C_{M17} + 0{,}031C_{M20}C_{M23}. \quad (6)$$

Аналогично выявлены значимые параметры и значимые эффекты взаимодействий параметров по остальным показателям качества маневрирования. В частности, по показателям: $T_{\text{торм.ГЭД}}$; $T_{\text{торм.СЭУ}}$; $W_{\text{торм.}}$; $X1_{\text{торм.}}$; $P_{\text{ГЭДmax}}$; $T_{\text{рев.}}$.

Аналитические модели этих показателей, полученные с помощью метода активного планирования эксперимента, приведены ниже.

Продолжительность торможения гребных электродвигателей $T_{\text{торм.ГЭД.}}$:

$$T_{\text{торм.ГЭД}} = 0{,}703 + 0{,}091C_{M16} - 0{,}104C_{G7} - 0{,}074C_{M20} + 0{,}093N_X + 0{,}066C_{G8} - 0{,}059C_{M16}C_{G7} - 0{,}058C_{M16}C_{M20} + 0{,}04C_{M16}C_{G8} + 0{,}045C_{G7}C_{M20} - 0{,}054C_{G7}N_X - 0{,}045C_{G7}C_{G8}. \quad (7)$$

Продолжительность торможения СЭУ:

$$T_{\text{торм.СЭУ}} = 2{,}056 - 0{,}897k2 + 0{,}25C_{M16} + 0{,}066C_{G8} - 0{,}263C_{G7} + 0{,}084k2C_{G7} - 0{,}119C_{M16}C_{G7} - 0{,}091C_{G8}C_{G7}, \quad (8)$$

(здесь $k2$ – коэффициент, определяющий интенсивность изменения управляющего сигнала.)

Затраты энергии на торможение $W_{\text{торм.}}$:

$$W_{\text{торм.}} = 25{,}545 - 13{,}64N_X + 1{,}26C_{M16} - 2{,}57C_{M20} + 4{,}04C_{M23} - 2{,}61C_{M17} - 0{,}79N_XC_{M16} + 1{,}26N_XC_{M20} - 1{,}99N_XC_{M23} + 1{,}7N_XC_{M17} - 0{,}83C_{M16}C_{M23} + 1{,}47C_{M20}C_{M23} + 1{,}04C_{M20}C_{M17}. \quad (9)$$

Выбег судна при торможении $X1_{\text{торм.}}$:

$$X1_{\text{торм.}} = 4{,}03 - 1{,}76N_X - 0{,}054C_{M16} - 0{,}21C_{M20} - 0{,}1C_{M23} - 0{,}12C_{M16}C_{M23} + 0{,}18C_{M20}C_{M23}. \quad (10)$$

Максимальная мощность гребных электродвигателей $P_{\text{ГЭДmax}}$:

$$P_{\text{ГЭДmax}} = 0{,}751 + 0{,}223C_{M16} - 0{,}052C_{G7} + 0{,}131C_{M23} - 0{,}076C_{M17} - 0{,}057C_{M20} + 0{,}033C_{M16}C_{M23} - 0{,}042C_{M16}C_{M20} - 0{,}032C_{M23}C_{M17} - 0{,}038C_{M17}C_{M20}. \quad (11)$$

Продолжительность реверса электрохода $T_{\text{рев.}}$:

$$T_{\text{рев.}} = 27{,}765 - 14{,}672N_X + 3{,}265C_{M23} - 2{,}891C_{M16} - 2{,}3N_XC_{M23} + 1{,}734N_XC_{M16} - 1{,}39C_{M23}C_{M17} - 1{,}33C_{M16}C_{M17} - 1{,}17C_{M20}C_{M23} + 1{,}08C_{M20}C_{M17}. \quad (12)$$

Обобщенные безразмерные параметры пропульсивных комплексов электроходов в аналитических моделях (3)-(12) – C_{G7}; C_{G8}; N_X; N_M; N_D; C_{M16}; C_{M17}; C_{M20}; C_{M23}; C_{M24}; C_{22}; C_{65}; C_{61}; C_{21}; $C_{\lambda 21}$ C_{RY} – рассчитываются по соотношениям [5]:

$$C_{G7} = \frac{K_{GE}W_{GV}}{E_{G0}}\omega_{D0}I_{GV0}; \quad C_{G8} = \frac{K_{GE}\omega_{D0}}{E_{G0}}\frac{m_G\sqrt{2}}{\pi}\frac{W_{G1}k_{GB}}{p_G}I_{G0};$$

$$C_{M16} = \frac{\beta_{M0}}{r_M'^2}\left[\left(b_M^2 + c_M^2\alpha_0^2\right) + \left(d_M^2 + e_M^2\alpha_0^2\right)\frac{r_{2M}'^2}{\beta_{M0}^2} + 2r_{1M}\alpha_0\frac{r_{2M}'}{\beta_{M0}}\right];$$

$$C_{M17} = \frac{b_M^2}{r_{2M}'^2}; C_{M18} = \frac{c_M^2}{r_{2M}'^2}\alpha_0^2; \quad C_{M20} = \frac{\omega_{M0}}{\omega_{1MH}}; C_{M21} = d_M^2;$$

$$C_{M23} = 2\frac{r_{1M}}{r_{2M}'}\alpha_0;$$

$$C_{M24} = \sqrt{C_{M17} + C_{M18} + \frac{C_{M21}}{\beta_{M0}^2} + \frac{C_{M22}}{\beta_{M0}^2} + \frac{C_{M23}}{\beta_{M0}}};$$

$$N_M = \frac{M_{M0}L}{J_M\omega_{M0}v_0}; \; N_X = \frac{LP_{e0}}{(m+\lambda_{11})v_0^2},$$

где: ω_{D0} – угловая скорость вращения первичного двигателя;

I_{GV0} – ток возбуждения синхронного генератора;

U_{G0} и I_{G0} – напряжение и ток генератора;

K_{GE}, m_G, W_{G1}, k_{GB}, p_G и W_{GV} – конструктивные параметры генератора;

E_{G0} – продольная составляющая результирующей ЭДС генератора;

ω_{M0} и $\omega_{1M\text{н}}$ – угловые скорости вращения двигателя и магнитного поля статора при номинальной частоте;

β_{M0} – абсолютное скольжение ротора ГЭД;

α_0 – относительная частота напряжения ГЭД;

r_{1M} и r_{2M}' – активное сопротивление статора и приведенное активное сопротивление ротора ГЭД;

b_M, c_M, d_M, e_M – постоянные коэффициенты частотно-управляемого асинхронного электродвигателя;

M_{M0} – вращающий момент ГЭД;

J_M – приведенные к валу ГЭД моменты инерции вращающихся частей;

m и λ_{11} – масса судна и присоединенные массы воды вдоль его продольной оси;

P_{e0} – полезный суммарный упор гребных винтов;

L – длина судна;

v_0 – скорость движения судна в установившемся режиме работы при номинальной мощности двигателей;

t – текущее, по ходу выполнения маневра, время.

(Индекс "0" относится к базовому режиму работы, соответствующему движению судна с номинальной мощностью двигателей по невозмущенной глубокой воде).

Безразмерные параметры аналитических моделей (3)-(12) должны быть представлены, как было отмечено ранее, в нормированном виде. Нормирование производится по соотношению

$$q_i^n = \frac{q_i - q_{i0}}{\Delta q_i},$$

где q_{i0} – среднее значение i -го параметра;

$\Delta q_i = q_{i\max} - q_{i0} = q_{i0} - q_{i\min}$ – возможный диапазон изменения i -го параметра.

Как отмечалось выше, аналитические модели позволяют уже на самых ранних стадиях проектирования оценивать основные показатели качества выполнения маневра и находить пути их улучшения.

Рассмотрим существующие возможности применения разработанных аналитических моделей

для оценки основных показателей качества маневрирования. Вместе с тем, оценим и погрешности предлагаемого приближенного метода расчета.

В качестве объекта исследования выбран проект судна с частотно-управляемыми гребными электродвигателями. Основные технические характеристики электрохода: длина 51,7 м; ширина 15,01 м; осадка 4,2 м; водоизмещение 1763 т; мощность главных двигателей 2200 кВт; скорость движения 7 м/с.

В состав силовой установки входят: два дизель-генераторных агрегата, каждый из которых содержит дизель (приводной двигатель) с эффективной мощностью 1100 кВт при 750 об/мин и генератор МСК 1270-750 мощностью 1000 кВт при 750 об/мин; преобразователи частоты; два асинхронных гребных электродвигателя, имеющих следующие основные расчетные параметры: мощность 1000 кВт; ток статора 1100 А; коэффициент мощности 0,835; вращающий момент 10670 Нм; угловая скорость вращения 93,67 $с^{-1}$.

Основные обмоточные данные ГЭД: активное сопротивление статора 0,00419 Ом; реактивное сопротивление статора 0,0879 Ом; приведенное активное сопротивление ротора 0,0359 Ом; приведенное реактивное сопротивление ротора 0,1319 Ом; коэффициент приведения сопротивлений 34,336; реактивное сопротивление намагничивания 1,503 Ом.

Расчет продолжительности разгона ($T_{разг.}$), выбега электрохода к концу разгона ($X1_{разг.}$), затрат энергии на разгон электрохода ($W_{разг.}$) и скорости судна к концу разгона ($v_{разг.}$) производится с использованием аналитических моделей (3), (4), (5) и (6). Обобщенные безразмерные параметры используются в них в нормированном виде.

Результаты расчетов для проектируемого электрохода:

– продолжительность разгона

$$T_{разг.} = 27{,}2 - 14{,}68N_X + 1{,}97C_{M23} + 1{,}72C_{M23}C_{M24} - 1{,}69C_{M20} - 1{,}59C_{M24} - 1{,}06C_{M24}C_{M20} - 0{,}94C_{M20}C_{M23} - 0{,}88N_XC_{M23} + 0{,}84N_XC_{M20} - 0{,}69C_{M24}C_{M17} = 27{,}2 - 14{,}68\cdot0{,}029 + 1{,}97\cdot(-0{,}967) + 1{,}72(-1{,}663)1{,}13 — 1{,}69\cdot1{,}639 - 1{,}59\cdot1{,}797 - 1{,}06\cdot1{,}13\cdot0{,}97 - 0{,}94\cdot0{,}97(-0{,}967) - 0{,}88\cdot0{,}029(-0{,}967) + 0{,}84\cdot0{,}029\cdot0{,}97 - 0{,}69\cdot1{,}13\cdot(-0{,}987) = 20{,}11;$$

(в абсолютных единицах времени t = 20,11·7,4 = 148,8 с);

– относительные затраты энергии на разгон

$$W_{разг.} = 55{,}07 - 29{,}09N_X - 10{,}17C_{M20} + 8{,}56C_{M23} - 4{,}99C_{M17} - 3{,}48N_XC_{M23} + 2{,}87C_{M24}C_{M17} + 2{,}76N_XC_{M17} + 2{,}61C_{M20}C_{M23} - 2{,}31C_{M24}C_{M20} = 55{,}07 - 29{,}09\cdot0{,}029 - 10{,}17\cdot0{,}97 + 8{,}56\cdot(-0{,}967) - 4{,}99\cdot(-0{,}987) - 3{,}48\cdot0{,}029\cdot(-0{,}967) + 2{,}87\cdot1{,}13\cdot(-0{,}987) + 2{,}76\cdot0{,}029\cdot(-0{,}987) + 2{,}61\cdot0{,}97\cdot(-0{,}967) - 2{,}31\cdot1{,}13\cdot0{,}97 = 32{,}87;$$

– выбег электрохода

$$X1_{разг.} = 11{,}67 - 6{,}21N_X - 1{,}39C_{M20} + 0{,}56N_XC_{M20} + 0{,}55C_{M17} + 0{,}54N_XC_{M23} + 0{,}49C_{M24}C_{M17} + 0{,}47C_{M23}C_{M17} + 0{,}43C_{M24}C_{M20} - 0{,}4C_{M23} + 0{,}31C_{M24}C_{M23} = 11{,}67 - 6{,}21\cdot0{,}029 - 1{,}39\cdot0{,}97 + 0{,}56\cdot0{,}029\cdot0{,}97 + 0{,}55\cdot(-0{,}987) + 0{,}54\cdot0{,}029\cdot(-0{,}967) + 0{,}49\cdot1{,}13\cdot(-0{,}987) + 0{,}47\cdot(-0{,}967)\cdot(-0{,}987) - 0{,}43\cdot1{,}13\cdot0{,}97 - 0{,}4\cdot(-0{,}967) + 0{,}31\cdot1{,}13\cdot(-0{,}967) = 10{,}4;$$

(в абсолютных единицах $X1$ = 10,4·51,7 = 537,7 м);

– скорость судна к концу разгона

$$v_{разг.} = 0{,}652 - 0{,}053C_{M23} + 0{,}051C_{M24} - 0{,}04C_{M42}C_{M23} - 0{,}039C_{M20} + 0{,}037C_{M23}C_{M17} + 0{,}033C_{M17} + 0{,}033C_{M24}C_{M17} + 0{,}031C_{M20}C_{M23} = 0{,}652 - 0{,}053\cdot(-0{,}967) + 0{,}051\cdot1{,}13 - 0{,}04\cdot1{,}13\cdot(-0{,}967) - 0{,}039\cdot0{,}97 + 0{,}037\cdot(-0{,}967)\cdot(-0{,}987) + 0{,}033\cdot(-0{,}987) + 0{,}033\cdot1{,}13\cdot(-0{,}987) + 0{,}031\cdot0{,}97\cdot(-0{,}967) = 0{,}753;$$

(в абсолютных единицах v = 0,753·7 = 5,27 м/с).

Для оценки погрешности, возникающей при использовании этого метода, проведено сравнение результатов расчетов показателей качества маневрирования гребной электроэнергетической установки в составе пропульсивного комплекса электроходов по предложенному приближенному и по точному (по полной математической модели [5]) методам. Эти результаты приведены в табл. 1. (В качестве примера, выше приведен численный расчет первых четырех показателей).

Таблица 1 – Оценка погрешности приближенного метода расчета

Показатели качества	Приближенный метод	Точный метод	Погрешность, %
1. Продолжительность разгона – $T_{разг.}$	20,11	18	11,7
2. Затраты энергии на разгон судна – $W_{разг.}$	32,87	30,39	8,1
3. Выбег электрохода при разгоне – $X1_{разг.}$	10,4	11,4	8,8
4. Скорость судна к концу разгона – $v_{разг.}$	0,753	0,823	8,5
5. Продолжительность торможения ГЭД – $T_{торм.ГЭД}$	0,65	0,66	1,5
6. Продолжительность торможения СЭУ – $T_{торм.СЭУ}$	2,748	3	8,4
7. Затраты энергии на торможение – $W_{торм.}$	21,4	19061	7,3
8. Выбег электрохода к концу торможения – $X1_{торм.}$	3,769	3,22	3,8
9. Максимальная мощность первичных двигателей – P_{dmax}	0,852	0,9	5,3
10. Продолжительность реверса – $T_{рев.}$	21,456	23,5	8,7

Как следует из табл. 1, погрешности, получаемые при использовании приближенного метода, находятся в допустимых для решения динамических задач пределах.

Разработанные аналитические модели позволяют не только оценивать основные показатели качества выполнения маневра, но и находить пути их улучшения.

Проиллюстрируем это применительно к маневру "разгон электрохода". Попытаемся добиться сокращения продолжительности разгона $T_{разг.}$ и выбега электрохода $X1_{разг.}$, не потеряв при этом в скорости судна $v_{разг.}$ к концу разгона.

Как следует из уравнений (3) и (4), на эти показатели наиболее существенно влияние оказывает параметр N_X – энерговооруженность электрохода, а затем – безразмерные параметры гребных электродвигателей C_{M17}-C_{M24}.

Влияние энерговооруженности (параметр N_X) однозначно: для сокращения $T_{разг.}$ и $X1_{разг.}$ следует увеличивать N_X. Если, к примеру, рассматриваемый электроход имеет средние значения параметров, то при увеличении N_X до предельного значения (с 0,13 до 0,20) продолжительность разгона сократится с 27,2 безразмерных единиц времени до 12,92 единиц, т.е. на 52,5 %. Одновременно уменьшится относительный путь, пройденный электроходом к концу разгона – с 11,67 до 5,46 длин его корпуса, т.е. – на 53,2 %. Характер влияния параметров гребных электродвигателей C_{M17}-C_{M24} существенно сложнее, поскольку сильны эффекты взаимодействий этих параметров. Из уравнений (3)-(4) видно, что для достижения поставленной цели необходимо, в первую очередь, увеличить параметр C_{M20} и уменьшить C_{M23}. При одновременном предельном изменении этих параметров (при условии, что все остальные остаются неизменными) продолжительность разгона сократится с 27,2 до 24,48 (на 10 %) безразмерных единиц времени, а выбег судна уменьшится с 11,67 до 10,68 его длин, т.е. на 8,5 % (эти результаты получаются с учетом эффектов взаимодействий C_{M20} и C_{M23}). Скорость судна к концу разгона изменится мало, поскольку влияние параметров C_{M20} и C_{M23} и эффектов их взаимодействий на этот показатель компенсируют друг друга.

Таким образом, на этапах "эскизной" проработки вариантов гребных электрических установок будущих проектов, при сравнении различных вариантов конструкторских решений, на самых ранних стадиях разработок целесообразно пользоваться приближенным методом оценки основных показателей качества маневрирования. А уже на последующих этапах проектирования для расчета маневренных характеристик электроходов рекомендуется пользоваться уточненными методами расчета.

Выводы.

1. На начальных этапах проектирования сложных электромеханических систем, при ограниченном объеме технической информации для приближенной оценки основных показателей качества их функционирования целесообразно иметь простые, удобные в использовании методы оценки.

2. Предложен аналитический метод оценки. Гребная электрическая установка электрохода, при этом, рассмотрена в составе единого судового пропульсивного комплекса. Разработаны аналитические зависимости (аналитические модели) показателей качества маневрирования от безразмерных параметров пропульсивного комплекса.

3. Адекватность разработанных моделей подтверждена сравнением получаемых с их помощью результатов с расчетами по точным математическим моделям.

4. Предложенные модели позволяют на этапах "эскизной" проработки вариантов проектов в условиях недостаточной информации прогнозировать маневренные свойства проектируемых пропульсивных комплексов и находить пути улучшения маневренных характеристик.

Список литературы

1. Power set-up aims at maximum flexibility // Lloyd's Ship Manag. [Lloyd's ship Manag. and Shipp. News Int.]. – 1995. 16, Crtuise and Ferry – P. 18.
2. *Litzka Horst*. Propulsion concepts for future generations of naval vessels / *Horst Litzka* // Germ. Marit. Ind. J. – 1994. 10. № 2. – P. 26-30.
3. *Borase Jinseppe*. Passenger ships with electric propulsion / *Jinseppe Borase* // Techno.mare.- Autom.nav. – 1994. 25. № 8. – P. 28-29.
4. *Гилерович Ю. М.* Перспективы развития гребных электрических установок / *Ю. М. Гилерович* // Судостроение. – 1977. – №4. – С. 51-54.
5. *Яровенко В. А.* Расчет и оптимизация переходных режимов пропульсивных комплексов электроходов / *В. А. Яровенко* – Одесса: Маяк, 1999. – 188 с.
6. *Yarovenko Vladimir*. Search for optimal solutions in designing electric vessels' propulsion complexes / *Vladimir Yarovenko* // Constanta Maritime University Annals. Constanta. – 2016. Year XVII, 25th issue, P. 133-138.
7. *Яровенко В. А., Зарицкая Е. И.* Системный подход в проектировании гребных электрических установок электроходов / *В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Електричні машини на електромеханічні перетворювачі енергії», Харків : НТУ «ХПІ, 2015. – №5 (1114). С. 102-108.
8. *Яровенко В. А. , Зарицкая Е.И.* Управление гребными двигателями электроходов на маневрах / *В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая* // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С.36-41 .
9. *Зубарев Ю. А.* Расчет судовых автоматизированных систем методом активного планирования эксперимента / *Ю. А. Зубарев, А. Д. Собашников, В. А. Юхнович* – Л. : Судостроение, 1976. – 96 с.
10. *Яровенко В. А.* Расчет показателей качества работы силовой установки пропульсивного комплекса электрохода на циркуляции // Вісник Одеського державного морського університету. – Одеса : ОДМУ. – 1999. – № 3. – С. 185-195.

References (transliterated)

1. Power set-up aims at maximum flexibility // Lloyd's Ship Manag. [Lloyd's ship Manag. and Shipp. News Int.]. – 1995. – 16, Crtuise and Ferry – P. 18.
2. Litzka Horst. Propulsion concepts for future generations of naval vessels. *Germ. Marit. Ind. J.* 1994. 10. no. 2, pp. 26-30.
3. Borase Jinseppe. Passenger ships with electric propulsion *Techno.mare.- Autom.nav*. 1994. 25. no. 8, pp. 28-29.
4. Gilerovich Yu. M. Perspektivy razvitiya grebnykh elektricheskikh ustanovok [Prospects for the development of rowing electrical installations]. *Sudostroenie*. 1977. no. 4. pp. 51-54.
5. Yarovenko V. A. *Raschet i optimizatsiya perekhodnykh rezhimov propul'sivnykh kompleksov elektrokhodov* [Calculation and optimization of transient modes of propulsion of electric vessels]. Odessa: Mayak, 1999. 188 p.
6. Yarovenko Vladimir. Search for optimal solutions in designing electric vessels' propulsion complexes. *Constanta Maritime University Annals. Constanta.* 2016. Year XVII, 25th issue, pp. 133-138.
7. Yarovenko V. A., Zaritskaya E. I. Sistemnyy podkhod v proektirovanii grebnykh elektricheskikh ustanovok elektrokhodov [A systematic approach to the design of rowing electrical installations of electric] *Visnik NTU «KhPI». Seriya «Elektrichni mashini na elektromekhanichni peretvoryuvachi energii»* [Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion"] Kharkiv : NTU "KhPI" Publ. 2015. no. 5 (1114). pp. 102-108.

8. Yarovenko V. A., Zaritskaya E. I. Upravlenie grebnymi dvigatelyami elektrokhodov na manevrakh [Control the propeller motors electric vessels on maneuvers] *Visnik NTU «KhPI». Seriya «Elektrichni mashini na elektromekhanichni peretvoryuvachi energiї»* [Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion"] Kharkiv : NTU "KhPI" Publ. 2016. no. 11 (1183). pp. 36-41.
9. Zubarev Yu. A., Sobashnikov A. D., Yukhnovich V. A.Raschet sudovykh avtomatizirovannykh sistem metodom aktivnogo planirovaniya eksperimenta [The calculation of the ship automated systems by the method of active planning of the experiment] L. : Sudostroenie, 1976. 96 p.
10. Yarovenko V. A. Raschet pokazateley kachestva raboty silovoy ustanovki propul'sivnogo kompleksa elektrokhoda na tsirkulyatsii [The calculation of the performance of the power plant complex propulsion of the ship in circulation] // *Visnyk Odes'koho derzhavnoho mors'koho universytetu*. [Bulletin of ODMU] Odesa: ODMU. 1999. no. 3. pp. 185-195.

Поступила (received) 17.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Оцінка маневрених характеристик електроходів на початкових стадіях їх проектування / В. О. Яровенко, О. І. Зарицька, П. С. Черніков // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 57–63. – Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

Оценка маневренных характеристик электроходов на начальных стадиях их проектирования / В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая, П. С. Черников // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 57–63. – Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2409-9295.

Evaluation of electric ships' maneuverability on the initial stages of their designing / V. A. Yarovenko, E. I. Zaritskaya, P. S. Chernikov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 57–63. – Bibliogr.: 10. – ISSN 2409-9295.

«*Сведения об авторах /About the Authors*»

Яровенко Володимир Олексійович, доктор технічних наук, професор, Одеський національний морський університет, завідувач кафедри експлуатації суднового електрообладнання і засобів автоматики, (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Яровенко Владимир Алексеевич, доктор технических наук, профессор, Одесский национальный морской университет, заведующий кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики, (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Yarovenko Vladimir Alecseevich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Odessa National Maritime University, Chair of the Department of operation of ship's electrical equipment and automation means, +38 (050)598-06-83; e-mail: yarovenko@3g.ua

Зарицька Олена Ігорівна, кандидат технічних наук, доцент, Одеський національний морський університет, доцент кафедри експлуатації суднового електрообладнання і засобів автоматики, (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Зарицкая Елена Игоревна, кандидат технических наук, доцент, Одесский национальный морской университет, доцент кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики, (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Zaritskaya Elena Igorevna, Candidate of Technical Sciences, Odessa National Maritime University, Associate Professor of the Department of operation of ship's electrical equipment and automation means, +38 (093)368-49-16; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Черніков Павло Сергійович, Одеський національний морський університет, старший викладач кафедри експлуатації суднового електрообладнання і засобів автоматики, (099)711-07-00; e-mail: chernikov@onmu.odessa.ua

Черников Павел Сергеевич, Одесский национальный морской университет, старший преподаватель кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики, (099)711-07-00; e-mail: chernikov@onmu.odessa.ua

Chernikov Pavel Sergeevich, Odessa National Maritime University, Senior Lecturer of the Department of operation of ship's electrical equipment and automation means, +38 (099)711-07-00; e-mail: chernikov@onmu.odessa.ua

УДК 621.313

М. В. ЗАГИРНЯК, Ж. И. РОМАШИХИНА, А. П. КАЛИНОВ

АНАЛИЗ КОЭФФИЦИЕНТОВ ВЕЙВЛЕТ-СПЕКТРОВ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ПОВРЕЖДЕНИИ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Запропоновано діагностичний коефіцієнт, який є функцією середнього значення суми коефіцієнтів вейвлет-перетворення сигналу електрорушійної сили в обмотках статора асинхронного двигуна (АД) для області середніх частот. Розроблено метод декомпозиції з використанням теорії зворотного z-перетворення. Запропонований метод дозволив уточнити діагностичні ознаки пошкоджень стрижнів ротора АД в режимі самовибігу двигуна та визначити ступінь пошкодження ротора.

Ключові слова: асинхронний двигун, вейвлет-перетворення, зворотне z-перетворення, пошкодження стрижнів ротора, режим самовибігу, електрорушійна сила.

Предложен диагностический коэффициент, являющийся функцией среднего значения суммы коэффициентов вейвлет-преобразования сигнала электродвижущей силы в обмотках статора асинхронного двигателя (АД) для области средних частот. Разработан метод его декомпозиции с использованием теории обратного z-преобразования. Предложенный метод позволил уточнить диагностические признаки повреждений стержней ротора АД в режиме самовыбега двигателя и определить степень повреждения ротора.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, вейлет-преобразование, обратное z-преобразование, повреждения стержней ротора, режим самовыбега, электродвижущая сила.

Purpose. Specification of diagnostic signs of the broken rotor bars in electromotive force (EMF) signal of induction motor (IM) by the analysis of the totality of wavelet-coefficients values with the use of diagnostic coefficients decomposition. **Materials and results of the research.** During the research reverse z-transform was used. After decomposition EMF signals in the stator winding elements are obtained and their wavelet transform is performed. The analysis of wavelet-spectra of the obtained signals resulted in singling out of information signs of broken bars. However, when EMF signals decomposition method is used, it is difficult to determine the degree of rotor breakage. That is why in this paper decomposition of diagnostic coefficient is proposed to simplify the procedure of singling out information signs of the broken bars. A diagnostic coefficient, being the function of the average value of wavelet-decomposition coefficients sum for medium-frequency domain is proposed. A method for its decomposition with the use of the theory of reverse z-transform is worked out. The proposed method made it possible to specify diagnostic signs of IM broken rotor bars in the motor self-running-out mode and determine the degree of the rotor breakage. The method of decomposition of IM stator winding phase EMF signal with the use of the theory of reverse *z*- transform allowed one to specify the reliability of diagnostics of IM broken bars due to singling out information signs existing in EMF signals of one active side of the coil. **Practical value.** The proposed method can be applied to decomposition of the diagnostic coefficient obtained as a result of wavelet-analysis of the phase EMF experimental signal measured in the mode of self-running-out of the motor. Application of this method makes it possible to specify the diagnostic signs of IM broken rotor bars and to determine the degree of breakage.

Key words: induction motor, wavelet transform, reverse z-transformation, damage to rotor rods, self-running-out mode, electromotive force.

Введение. Асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым ротором являются наиболее распространенным видом электрических машин. Ежегодно из-за неисправностей выходит из строя около 20-25 % от общего количества АД. Неисправности двигателей возникают по разным причинам [1]. Самыми распространенными из них являются повреждения подшипников, обмоток статора и ротора. Повреждения обмоток приводят к значительному ухудшению характеристик АД и, как следствие, к выходу его из строя.

Практически любое повреждение АД приводит к появлению магнитной и электрической несимметрии. Так, обрывы стержней короткозамкнутого ротора вызывают повышенную вибрацию АД, уменьшение частоты вращения под нагрузкой, возникновение пульсаций тока статора во всех фазах, увеличение потерь в обмотках статора и ротора. Поэтому вопрос диагностики АД является актуальным. Диагностика двигателей и дальнейший ремонт во многих случаях являются экономически более эффективными, чем замена АД с повреждениями [2]. Исследователями достигнуты значительные успехи в поиске эффективных методов диагностики АД, которые являются наиболее приемлемыми для конкретных условий и режимов работы оборудования [2-6].

В работе [7] представлен метод диагностики повреждений стержней ротора АД на основании анализа распределения электродвижущей силы (ЭДС) в обмотках статора в режиме самовыбега двигателя. Повреждения стержней ротора вызывают искажения электромагнитного поля в зазоре АД. При такой диагностике обмотка статора используется в качестве датчика магнитного потока. Измерение и анализ сигнала ЭДС обмоток статора позволяет определить информационные признаки повреждений стержней. Преимуществами метода являются: возможность диагностики без выведения АД из технологического процесса, отсутствие влияния качества напряжения питания [1] и уровня нагрузки на результаты диагностики.

Для данного метода характерны следующие особенности. Измеряемые ЭДС представляют собой нестационарные затухающие сигналы. Анализ вейвлет-спектров сигналов ЭДС позволяет определить количество и взаимное расположение поврежденных стержней ротора. Также на формирование сигналов ЭДС в обмотках статора влияют такие факторы, как количество пар полюсов АД, схема соединения катушек и катушечных групп в фазе обмотки, тип обмотки статора. В результате анализа при различных схемах соединения элементов обмотки статора показано, что при определении ЭДС фазы информационные признаки повреждений взаимно накладываются из-за суммирования сигналов ЭДС. Это не позволяет достоверно определить расположение поврежденных стержней [8].

Перечисленные особенности метода обуславливают необходимость повысить достоверность диагностики АД с помощью выделения сигналов ЭДС катушки (одной активной стороны катушки) из сигнала ЭДС фазы [8]. Этапы выполнения декомпозиции для исследуемого АД представлены на рис. 1.

© М.В. Загирняк, Ж.И. Ромашихина, А.П. Калинов, 2017

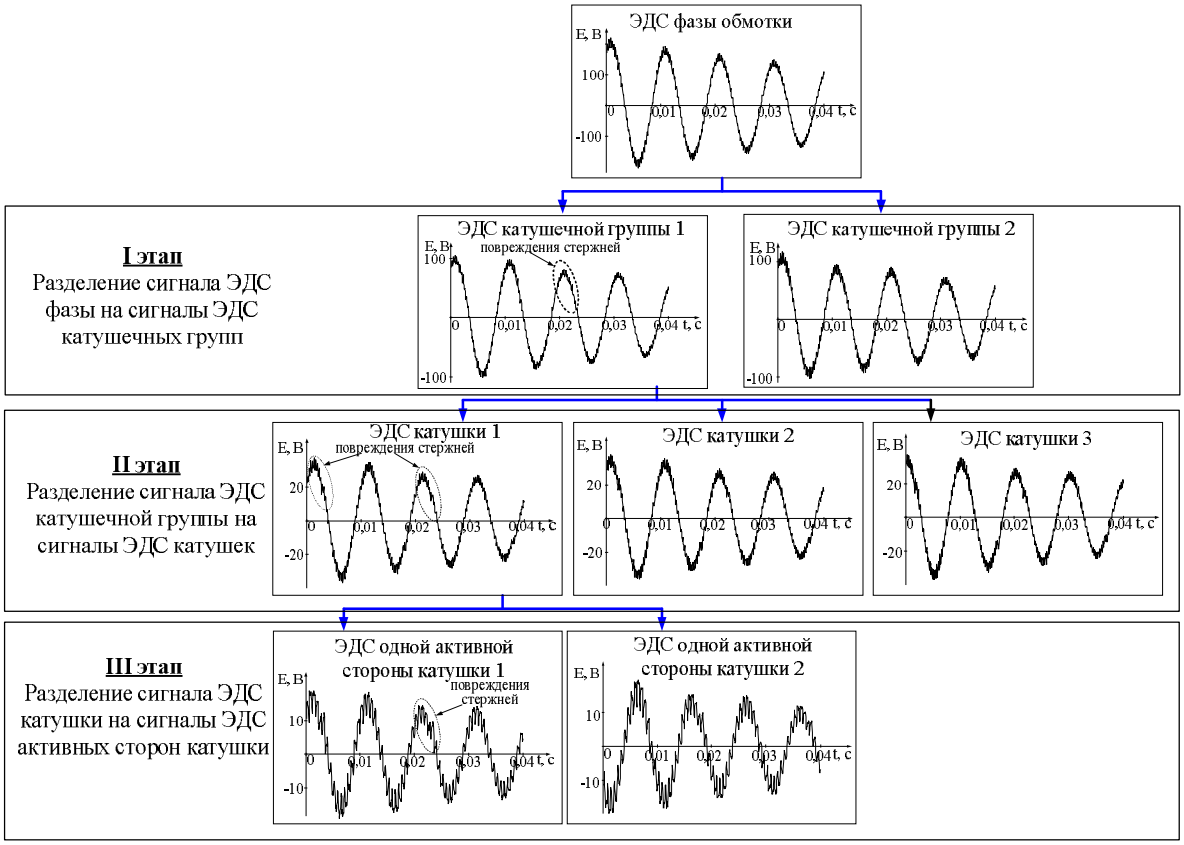


Рис. 1 – Этапы выполнения декомпозиции сигнала ЭДС фазы на сигналы ЭДС активных сторон катушки

Декомпозиция сигналов ЭДС выполняется с использованием теории обратного *z*-преобразования поэтапно для каждого из элементов обмотки статора. Сигнал ЭДС фазы обмотки статора сначала разделяется на сигналы ЭДС катушечных групп этой обмотки. Далее сигнал ЭДС одной из катушечных групп при известных углах сдвига между катушками в пазах статора разделяется на сигналы ЭДС катушек. Сигнал ЭДС одной из катушек, в свою очередь, разделяется на сигналы ЭДС двух активных сторон катушки. Таким образом, метод декомпозиции сигналов ЭДС с использованием обратного *z*-преобразования позволил выделить информационные признаки повреждений, присутствующие в сигнале ЭДС одной активной стороны катушки. Однако при декомпозиции сигналов ЭДС по полученным вейвлет-спектрам затруднительно определить степень повреждения ротора.

Цель работы. Уточнение диагностических признаков повреждений стержней ротора в сигнале ЭДС по анализу совокупности значений вейвлет-коэффициентов с использованием декомпозиции диагностических коэффициентов.

Материалы и результаты исследования. Согласно предлагаемому методу диагностики должен учитываться тип соединения обмоток статора АД. В случае соединения обмоток статора по схеме «звезда» (рис. 2) при подключении датчика напряжения к зажимам двух фаз измеряется значение межфазной ЭДС $\underline{E}_{AB} = \underline{E}_A - \underline{E}_B$. Для соединения обмоток статора по схеме «звезда» справедливо уравнение электродвижущих сил $\underline{E}_A + \underline{E}_B + \underline{E}_C = 0$. Когда обмотки статора соединены по схеме «треугольник», то необходимо учитывать, что $\underline{E}_{AB} + \underline{E}_{BC} + \underline{E}_{CA} = 0$.

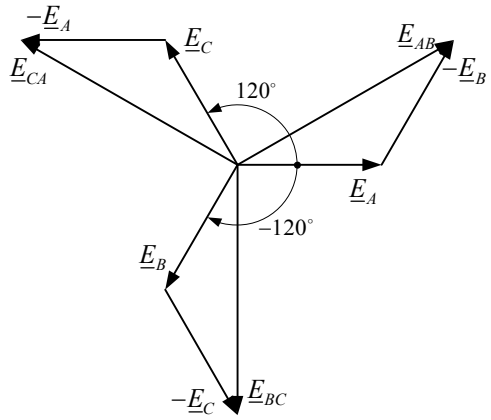


Рис. 2 – Векторная диаграмма ЭДС при соединении обмоток статора по схеме «звезда»

Также для выделения сигнала ЭДС одной активной стороны катушки из сигнала ЭДС фазы необходимо учитывать угловые соотношения между элементами обмотки статора. Так, для исследуемого АД катушечная группа обмотки состоит из трех катушек. Следовательно, при декомпозиции учитывается пространственный угловой сдвиг между катушками обмотки.

В ходе исследований использовалось обратное z-преобразование, которое представляет собой разложение функций в ряды показательных полиномов по z.

Значение z в z-полиноме является оператором единичной задержки по координатам функции.

Прямое z-преобразование сигналов ЭДС элементов обмотки имеет вид [8]:

$$e(k) = e(k\Delta t) \Leftrightarrow TZ\left[e(k\Delta t)\right] = \sum_{k=0}^{K} e_k z^k = E(z), \quad (1)$$

где $k = 0,1,\ldots$, T – период дискретизации; $z = \sigma + j\omega$ – произвольная комплексная переменная; $E(z)$ – z-изображение сигнала ЭДС $e(k)$.

Для декомпозиции сигналов ЭДС элементов обмотки статора использовалось обратное z-преобразование:

$$e_{inv}(k) = Z^{-1}\left[E(z)\right], \quad (2)$$

где Z^{-1} – оператор обратного z-преобразования.

На рис. 3 приведены результаты для одного из этапов декомпозиции (разделение сигнала ЭДС катушечной группы на сигналы ЭДС катушек). После декомпозиции получены сигналы ЭДС в элементах обмотки статора и выполнено их вейвлет-преобразование (рис. 4). Для исследований использовался АД (P_N=1,5 кВт, n_N=1395 об/мин, η=77 %, cosφ=0,81) с учетом различного количества поврежденных стержней ротора и их взаимного расположения.

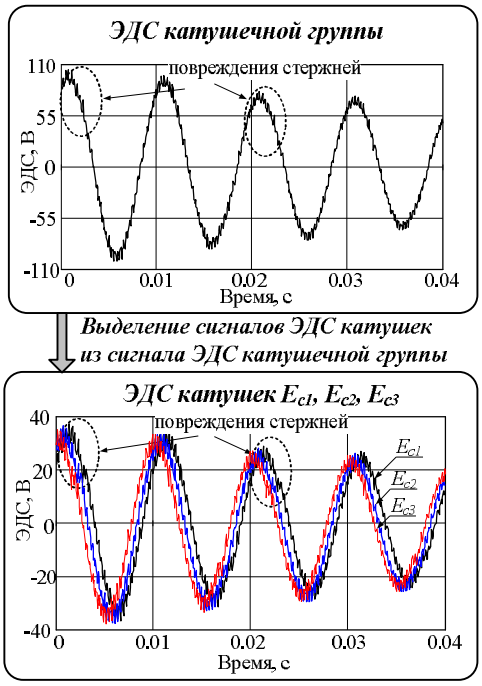


Рис. 3 – Выделение сигналов ЭДС катушек из сигнала ЭДС катушечной группы

В результате анализа вейвлет-спектров полученных сигналов были выделены информационные признаки повреждений стержней. На рис. 4 – это характерные участки с вейвлет-коэффициентами на вейвлет-спектре, выделенные пунктиром. Однако, при использовании метода декомпозиции сигналов ЭДС затруднительно определить степень повреждения ротора [8]. Поэтому в данной работе для упрощения процедуры выделения информационных признаков повреждений стержней предложена декомпозиция диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$. Он представляет собой функцию среднего значения суммы коэффициентов вейвлет-разложения для области средних частот [7]:

$$K_{\Sigma a} = \frac{\sum_{a}^{A} k_a}{n}, \quad (3)$$

где k_a – значение коэффициентов вейвлет-разложения; a и A – начальное и конечное значение масштабов вейвлет-спектра, соответственно, $A = a + (5..10)$; n – число коэффициентов вейвлет-разложения.

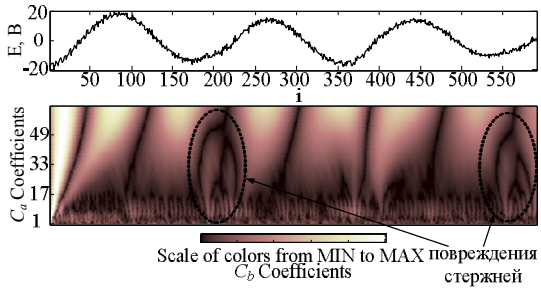


Рис. 4 – Сигнал ЭДС одной активной стороны катушки, выделенный из суммарного сигнала в результате z-преобразования и его вейвлет-спектр с повреждениями стержней ротора

Диапазон значений масштаба a в выражении (3) определен на основании исследования вейвлет-спектров с использованием математического моделирования, в частности численных расчетов магнитного поля [9]. Для исследования метода диагностики в [7] с использованием программы FEMM был проведен расчет электромагнитного поля в поперечном сечении АД. Используя результаты этого расчета, были получены сигналы ЭДС в элементах обмотки статора. Вейвлет-анализ полученных сигналов ЭДС показал, что повреждения стержней ротора находятся в области средних частот, между основной частотой сигнала и зубцовыми частотами, обусловленными наличием стержней ротора (рис. 4). На рис. 4 показаны следующие обозначения: Функция $K_{\Sigma a}(t)$ может быть получена при анализе вейвлет-спектров смоделированных сигналов ЭДС для всех элементов обмотки статора: фазы, катушечной группы, катушки, одной активной стороны катушки. Из анализа экспериментальных данных можно получить только зависимости диагностического коэффициента для фазы обмотки. Поэтому одной из задач исследования в данной работе является также сравнение диагностических признаков в сигнале ЭДС, выделенных в результате декомпозиции, с диагностическими признаками, которые выявлены в результате моделирования.

Используя выражение (3), рассчитаны значения коэффициентов вейвлет-разложения $K_{\Sigma a}$ для исправ-

ного АД и АД с повреждениями стержней ротора и построены соответствующие кривые (рис. 5). В дальнейшем они анализировались в относительных единицах. Приведение значения проводилось к максимальному значению масштаба вейвлет-спектра $a_{\max} = 64$ для исследуемого АД с повреждением стержней ротора: $K^*_{\Sigma a} = \left(K_{\Sigma a} / a_{\max}\right)100$ %.

Декомпозиция диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$ выполнялась аналогично декомпозиции сигнала ЭДС фазы обмотки [8].

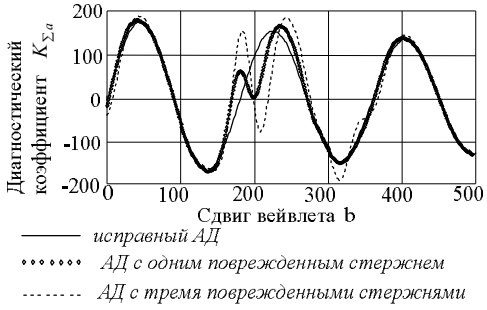


Рис. 5 – Функции средних значений сумм коэффициентов вейвлет-разложения для области средних частот

Результаты исследования для этапа декомпозиции диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$ катушечной группы приведены на рис. 6. Рассмотрение временных зависимостей на рис. 6 показало, что диагностический коэффициент $K_{\Sigma a}$ содержит информационные признаки повреждений, которые «дублируются» из-за суммирования сигналов активных сторон катушки. Следовательно, анализ значений полученного коэффициента не позволяет однозначно определить диагностические признаки повреждений. Поэтому, при декомпозиции коэффициента $K_{\Sigma a}(t)$ была удалена составляющая, которая описывается затухающей синусоидой (рис. 7, кривая 1). Были получены временные зависимости диагностических коэффициентов $K_{\Sigma a}$ элементов обмотки статора для АД с повреждением ротора (рис. 7, кривая 2 и рис. 8).

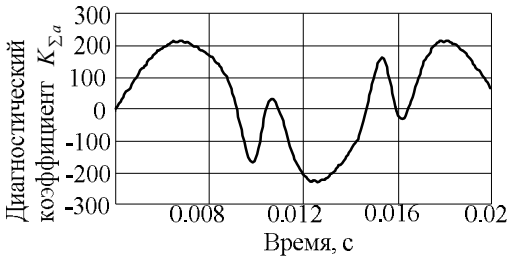


Рис. 6 – Временная зависимость диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$ катушки, полученная в результате декомпозиции

Как видно из анализа зависимостей (рис. 8), использование метода декомпозиции дает удовлетворительные результаты, что подтверждается высокой степенью совпадения полученных кривых. Кроме того, декомпозиция диагностического коэффициента фазы обмотки позволила определить величину амплитуды всплеска, которая отображает степень повреждения ротора. Так, на рис. 9 показано, что значение коэффициента $K_{\Sigma a}$ при наличии нескольких поврежденных стержней возрастает приблизительно пропорционально их количеству.

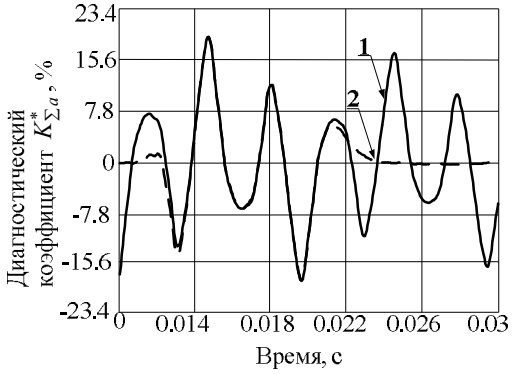
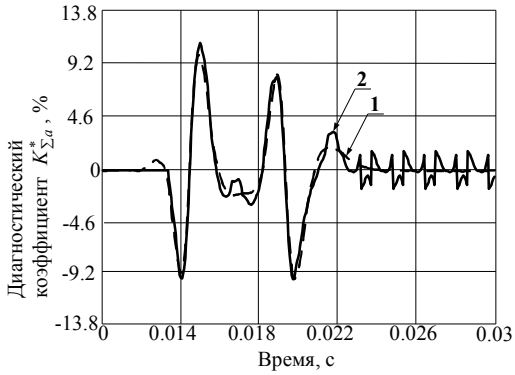
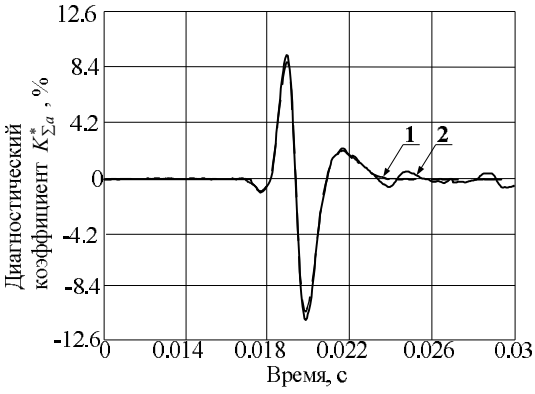


Рис. 7 – Временные зависимости диагностических коэффициентов $K_{\Sigma a}$: 1 – расчет по формуле (3) согласно результатам моделирования поля и анализа вейвлет-спектра сигнала ЭДС фазы; 2 – выделение из кривой 1 сигнала катушечной группы



а



б

Рис. 8 – Временные зависимости диагностических коэффициентов $K_{\Sigma a}$ *а* – для катушки; *б* – одной активной стороны катушки: 1 – расчет по формуле (3) согласно результатам моделирования поля и анализа вейвлет-спектров сигналов ЭДС элементов обмотки; 2 – декомпозиция диагностического коэффициента фазы (кривая 1 на рис. 7)

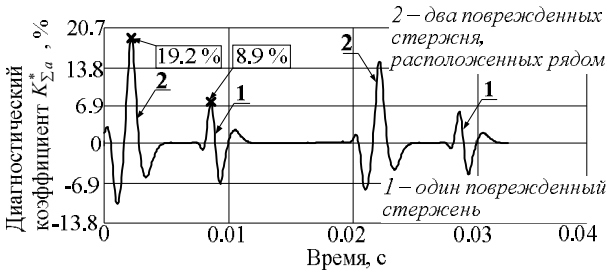


Рис. 9 – Временная зависимость диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$ одной активной стороны катушки при определении степени повреждения ротора

Таким образом, удалось уточнить диагностические признаки повреждений, а следовательно, повысить достоверность диагностики АД в режиме самовыбега.

Выводы.

Метод декомпозиции сигнала ЭДС фазы обмотки статора АД с использованием теории обратного z-преобразования позволил повысить достоверность диагностики повреждений стержней ротора АД за счет выделения информационных признаков, которые присутствуют в сигнале ЭДС одной активной стороны катушки.

Разработан метод декомпозиции диагностического коэффициента $K_{\Sigma a}$, который является функцией среднего значения суммы коэффициентов вейвлет-разложения для области средних частот. Адекватность метода подтверждена результатами моделирования поля и анализа вейвлет-спектров сигналов ЭДС элементов обмотки. Предложенный метод может быть применим для декомпозиции диагностического коэффициента, полученного в результате вейвлет-анализа экспериментального сигнала ЭДС фазы, измеренного в режиме самовыбега двигателя. Применение этого метода позволяет уточнить диагностические признаки повреждений стержней ротора АД и определить степень повреждения.

Список літератури

1. *Ухань Ж. І.* Класифікація методів діагностики пошкоджень обмоток ротора асинхронних двигунів / *Ж. І. Ухань, А. П. Калінов* // Вісник КДУ імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ ім. Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010 (62), част. 2. – С. 138-144.
2. *Drobnic K.* Simple detection of broken rotor bars using field-oriented control / *K. Drobnic, M. Nemec, R. Fiser, V. Ambrozic* // Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, 4-6 Sept. 2012.
3. *Милых В. И.* Анализ магнитного поля асинхронного двигателя в различных режимах работы с использованием метода конечных элементов / *В. И. Милых, Е. А. Сидоренко, Л. В. Шилкова* // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2007. – №24. – С. 54-61.
4. *Faiz J.* A New Pattern for Detecting Broken Rotor Bars in Induction Motors During Start-Up / *J. Faiz, B. M. Ebrahimi* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2008, vol. 44, no. 12. –pp. 4673-4683.
5. *Vaimann T.* Detection of Broken Rotor Bars in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor Using Fast Fourier Transform / *T. Vaimann, A. Kallaste* // 10th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering», Pärnu, Estonia, 2011, pp. 52-56.
6. *Akuner C.* Symmetrically broken rotor bars effect on the stator current of squirrel-cage induction motor / *Caner Akuner, Ismail Temiz* // Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review), 2011, no. 3, pp. 313-314.
7. *Загирняк М. В.* Диагностика повреждений стержней ротора в асинхронном двигателе на основании анализа его магнитного поля / *М. В. Загирняк, Ж. И. Ромашихина, А. П. Калинов* // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2012. – №49 (955). – С. 38-48.
8. *Ромашихіна Ж. І.* Декомпозиція сигналу електрорушійної сили обмоток статора для діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронного двигуна / *Ж. І. Ромашихіна, А. П. Калінов, І. А. Луценко* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ. – 2013. – Вип. 4/2013 (22). – С. 27-36.
9. *Милых В. И.* Числено-полевой анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике / *В. И. Милых, Л. В. Шилкова* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2016. – № 11 (1183). – С. 80-87.

References (transliterated)

1. Uhan Zh. I., Kalinov A. P. Klasyfikatsiya metodiv diahnostyky poshkodzhen' obmotok rotora asynkhronnykh dvyhuniv [Classification of damages rotor bars diagnostics methods of engine motors]. *Visnuk KDU*, 2010, vol. 3(62), pp. 138-144.
2. Drobnic K., Nemec M., Fiser R., Ambrozic V. Simple detection of broken rotor bars using field-oriented control. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 4-6 Sept. 2012.
3. Milykh V. I., Sidorenko E. A., Shilkova L. V. Analiz magnitnogo polya asinhronnogo dvigatelya v razlichnyih rezhimah rabotyi s ispolzovaniem metoda konechnyih elementov [Analysis of magnetic field of the induction motor in different operating modes using the finite element method]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»* [Bulletin of NTU "KhPI". Kharkiv: NTU "KhPI"]. 2007, no. 24, pp. 54–61.
4. Faiz J. Ebrahimi B. M. A New Pattern for Detecting Broken Rotor Bars in Induction Motors During Start-Up. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2008, vol. 44, no. 12, pp. 4673-4683.
5. Vaimann T. Kallaste A. Detection of Broken Rotor Bars in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor Using Fast Fourier Transform. *10th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering»*, Pärnu, Estonia, 2011, pp. 52-56.
6. Akuner C., Temiz I. Symmetrically broken rotor bars effect on the stator current of squirrel-cage induction motor *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 2011, no. 3, pp. 313-314.
7. Zagirnyak M. V., Romashykhina Zh. I., Kalinov A. P. Diagnostika povrezhdeniy sterzhney rotora v asinhronnom dvigatele na osnovanii analiza ego magnitnogo polya [Diagnostic of broken rotor bars in induction motor on the basis of its magnetic field analysis]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»* [Bulletin of NTU "KhPI". Kharkiv: NTU "KhPI"]. 2012, no. 49(955), pp. 38–48.
8. Romashykhina Zh. I., Kalinov A. P., Lucenko I. A. Dekompozytsiya syhnalu elektrorushiynoyi syly obmotok statora dlya diahnostyky poshkodzhen' stryzhniv rotora asynkhronnoho dvyhuna [A decouplig of of electromotive force signal of stator bars for rotor bars damages diagnostics of engine motors]. *Elektromehanichni i energosberegauchi sustemu, Kremenchuk*, 2013, vol. 4(22), pp. 27-36.
9. Milykh V. I., Shilkova L. V. Chisleno-polevoy analiz magnitnogo polya trehfaznogo asinhronnogo dvigatelya v statike i dinamike [Numerical-field analysis of the magnetic field of a three-phase induction motor in statics and dynamics]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»* [Bulletin of NTU "KhPI". Kharkiv: NTU "KhPI"]. 2016, no. 11(1183), pp. 80-87.

Поступила (received) 22.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Аналіз коефіцієнтів вейвлет-спектрів діагностичних сигналів при пошкодженні ротора асинхронного двигуна / М. В. Загірняк, Ж. І. Ромашихіна, А. П. Калінов // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 64–69. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Анализ коэффициентов вейвлет-спектров диагностических сигналов при повреждении ротора асинхронного двигателя / М. В. Загирняк, Ж. И. Ромашихина, А. П. Калинов // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 64–69. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Analysis of coefficients of wavelet spectra of diagnostic signals in the case of rotor damage of induction motor / M. V. Zagirnyak, Zh. I. Romashykhina, A. P. Kalinov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 64–69. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Загірняк Михайло Васильович, доктор технічних наук, професор, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, ректор КрНУ, тел. (05366) 3-62-19; e-mail: mzagirn@gmail.com

Загирняк Михаил Васильевич, доктор технических наук, профессор, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, ректор КрНУ, тел. (05366) 3-62-19; e-mail: mzagirn@gmail.com

Zagirnyak Mykhaylo Vasylyovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Kremenchuk Mykhailo Ostohradskyi National University, rector, tel. +38 (05366) 3-62-19; e-mail: mzagirn@gmail.com

Ромашихіна Жанна Іванівна, кандидат технічних наук, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, старший викладач кафедри електричних машин та апаратів, тел. (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Ромашихина Жанна Ивановна, кандидат технических наук, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, старший преподаватель кафедры электрических машин и аппаратов, тел. (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Romashykhina Zhanna Ivanivna, Candidate of Technical Sciences, Kremenchuk Mykhailo Ostohradskyi National University, Senior Lecturer of the Department of Electric machines and apparatus, tel. +38 (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Калінов Андрій Петрович, кандидат технічних наук, доцент, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, доцент кафедри систем автоматичного управління та електроприводу, тел. (05366) 3-11-47; e-mail: andrii.kalinov@gmail.com

Калинов Андрей Петрович, кандидат технических наук, доцент, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, доцент кафедры систем автоматического управления и электропривода, тел. (05366) 3-11-47; e-mail: andrii.kalinov@gmail.com

Kalinov Andrii Petrovych, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Kremenchuk Mykhailo Ostohradskyi National University, Associate Professor at the Department of Systems of Automatic Control and Electric Drive, tel. +38 (05366) 3-11-47; e-mail: andrii.kalinov@gmail.com

УДК 621.313.333

Ю. В. РОМАШИХИН, Ж. И. РОМАШИХИНА, Н. А. РУДЕНКО

ВОЗМОЖНОСТЬ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОМ ПИТАНИИ

У статті проаналізовано методи визначення параметрів асинхронних двигунів і сформульовані основні недоліки існуючих методів. Показано, що в якості вихідного методу може використовуватися енергетичний метод при живленні від джерела синусоїдної напруги. У статті показано, що отримання необхідного гармонічного складу забезпечується за рахунок розкладання синусоїдних сигналів напруги та струму на інтервалі, відмінному від інтервалу мережі. Використання зазначених сигналів дозволило виконати визначення електромагнітних параметрів асинхронних двигунів з похибкою, що не перевищує 8 %.

Ключові слова: асинхронний двигун, енергетичний метод, миттєва потужність.

В статье проанализированы методов определения параметров асинхронных двигателей и сформулированы основные недостатки существующих методов. Показано, что в качестве исходного метода может использоваться энергетический метод при питании от источника синусоидального напряжения. В статье показано, что получение необходимого гармонического состава обеспечивается за счет разложения синусоидальных сигналов напряжения и тока на интервале, отличном от сетевого. Использование указанных сигналов позволило выполнить определение электромагнитных параметров асинхронных двигателей с погрешностью, которая не превышает 8 %.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, энергетический метод, мгновенная мощность.

Purpose. Determination of the electromagnetic parameters of induction motors is due to the need to calculate the losses in steel and copper, the overload capacity of the engine, as well as the construction of performance characteristics. Development of a method for determining the electromagnetic parameters of asynchronous motors with the use of the energy method when feeding from a sinusoidal voltage source. **Methodology.** In work to determine the electromagnetic parameters, it is proposed to use the energy method, which is based on the balance of the instantaneous power components for each of the elements of the motor replacement circuit. For the development of the energy method, the article considers the possibility of determining the electromagnetic parameters when feeding from a sinusoidal voltage source. Moreover, to obtain the necessary harmonic composition of the voltage and current signals, it is suggested to use pseudo-polyharmonic signals. **Results.** Features and basic methods of formation of pseudo-polyharmonic signals of voltage and current are considered, the main disadvantages and advantages of the received signals are shown. The decomposition of signals obtained by changing the analysis by limiting the period to the left or to the right, the symmetric and symmetric restriction of the period and the symmetric reflection of the half-period into trigonometric Fourier series, showed the possibility of obtaining the necessary harmonic composition of the voltage and current signals. The use of these signals made it possible to determine the electromagnetic parameters of induction motors with sufficient accuracy**. Practical value.** An analysis of the results obtained showed that the error in determining the electromagnetic parameters by the energy method using pseudo-polyharmonic signals does not exceed 8 %.

Keywords: induction motor, energy method, the instantaneous power.

Введение. В настоящее время наибольшими потребителями электрической энергии являются электрические двигатели. Наиболее распространёнными среди них являются асинхронные двигатели (АД), обладающие целым рядом достоинств: высокая надежность, низкая стоимость изготовления, высокий коэффициент полезного действия, простота конструкции, возможность использования в тяжелых условиях работы [1, 2].

Несмотря на высокую надежность АД около 20 % этих двигателей выходит из строя, а часть про–ходит стадию ремонта и, как правило, возвращается на прежние места эксплуатации. После проведения ремонтных работ электромагнитные параметры (ЭМП) АД могут отличаться от заводских параметров, изначально заявленных заводом-изготовителем [3-5]. Знание параметров АД используется для обеспечения качественного регулирования электроприводов с частотным управлением, построения регулировочных характеристик, определения перегрузочной способности двигателя и т.д. Поэтому возникает необходимость экспериментального определения ЭМП АД с необходимой точностью.

Существует большое количество работ, посвященных вопросам идентификации ЭМП АД [6-13]. Однако существующие методы обладают рядом недостатков: сложность математического аппарата [6, 7], необходимость формирования испытательного напряжения синусоидальной формы регулируемой частоты [8], необходимость полной или частичной разборки двигателя [9], невысокая точность [10-13].

Одним из методов определения ЭМП АД, который бы компенсировал указанные недостатки, является энергетический метод [14]. В работах [14-16] авторы показывают, что погрешность определения ЭМП для общепромышленных АД не превышает 5 %. Однако, идентификация ЭМП АД с использованием энергетического метода связана с рядом сложностей. Энергетический метод может быть развит за счет использования источника питания с синусоидальным напряжением.

Цель работы. Развитие метода определения электромагнитных параметров асинхронных двигателей с применением энергетического метода при питании от источника синусоидального напряжения.

Материалы и результаты исследования. Анализ методов идентификации ЭМП АД [6-13] показал, что в качестве метода, удовлетворяющего поставленным задачам, можно использовать метод энергетического баланса. В работе [5] рассмотрено возможности и основные положения энергетического метода, основанного на положениях теории мгновенной мощности [17].

Мгновенной мощностью называют физическую величину, определяемую произведением тока $i(t)$ и на-

© Ю. В. Ромашихин, Ж. И. Ромашихина, Н. А. Руденко, 2017

пряжения $u(t)$ на участке цепи в определенный момент времени $p(t)=i(t)u(t)$. Как показано в [5], представление энергопроцессов в форме уравнений баланса составляющих мгновенной мощности в элементах анализируемой системы позволяет решить ряд задач диагностического и энергетического характера для АД различных мощностей.

Уравнения баланса составляющих гармоник мгновенной мощности составляются для источника напряжения и элементов схемы замещения (СЗ) неподвижного АД. Для общепромышленных АД можно использовать Т-образную СЗ, в которой параметры ротора приведены к параметрам статора (рис. 1). Схема представлена индуктивностями, отображающими магнитные потоки рассеяния обмоток статора L_1 и ротора L_2', индуктивностью ветви намагничивания L_μ (на рис. 1 обозначены соответствующие реактивные сопротивления), активными сопротивлениями статора R_1, ротора R_2' и ветви намагничивания R_μ. В дальнейшем при расчетах активным сопротивлением ветви намагничивания пренебрегаем.

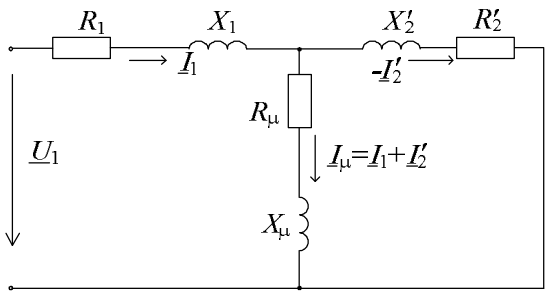


Рис. 1 – Т-образная схема замещения АД

Одной из наиболее общих теорем теории электрических цепей является теорема Телледжена [17]. Из нее вытекает ряд следствий, одним из которых является баланс мощности, который можно сформулировать следующим образом: сумма мощностей, отдаваемых источниками питания, равняется сумме мощностей, потребляемых остальными ветвями электрической цепи или в нашем случае элементами Т-образной схемы замещения:

$$p_{ist}(t) = p_{R_1}(t) + p_{R_2'}(t) + p_{L_1}(t) + p_{L_\mu}(t) + p_{L_2'}(t),$$

где $p_{ist}(t)$ – мгновенная мощность источника полигармонического напряжения; $p_{R_1}(t), p_{R_2'}(t)$ – мгновенная мощность на активных сопротивлениях статора и ротора соответственно; $p_{L_1}(t), p_{L_\mu}(t), p_{L_2'}(t)$ – мгновенная мощность на индуктивных сопротивлениях статора, ветви намагничивания и ротора соответственно.

В соответствии с вышеизложенным, система идентификационных уравнений для каждого из элементов Т-образной СЗ имеет вид [5, 14, 15]:

$$P_{0ist\Sigma} = P_{0R_1} + P_{0R_2'};$$

$$P_{kaist\Sigma} = P_{kaR_1} + P_{kaR_2'} + P_{kaL_1} + P_{kaL_\mu} + P_{kaL_2'};$$

$$P_{kbist\Sigma} = P_{kbR_1} + P_{kbR_2'} + P_{kbL_1} + P_{kbL_\mu} + P_{kbL_2'},$$

где $P_{0ist\Sigma}$, P_{0R_1}, $P_{0R'_2}$ – постоянные составляющие мгновенной мощности источника полигармонического напряжения и активных сопротивлений статора и ротора соответственно; $P_{kaist\Sigma}$, $P_{kbist\Sigma}$ – косинусные и синусные составляющие мгновенной мощности источника полигармонического напряжения соответственно; P_{kaR}, P_{kbR}, P_{kaL}, P_{kbL} – косинусные и синусные составляющие мгновенной мощности на активных и индуктивных сопротивлениях статора, ветви намагничивания и ротора соответственно.

Следует отметить, что применение энергетического метода для идентификации ЭМП АД подразумевает использования полигармонического источника питающего напряжения. В работах [16, 18] предложено проводить идентификацию ЭМП с использованием энергетического метода при питании АД от источника синусоидального напряжения. При этом синусоидальные сигналы напряжения и тока преобразуют для получения требуемого гармонического состава.

Указанные сигналы получаются из синусоидальных путем анализа их длительности не на периоде повторяемости (рис. 2). Такие сигналы будем называть «псевдополигармоническими» или ПП-сигналами.

В работе [16] рассмотрен методы и основные принципы формирования ПП-сигналов напряжения и тока, где, несмотря на их многообразие, прослеживается единый принцип: период разложения сигналов T' в тригонометрические ряды Фурье должен отличаться от периода сетевого синусоидального напряжения T=0,02 c, т.е. $T \neq T'$ (рис. 2).

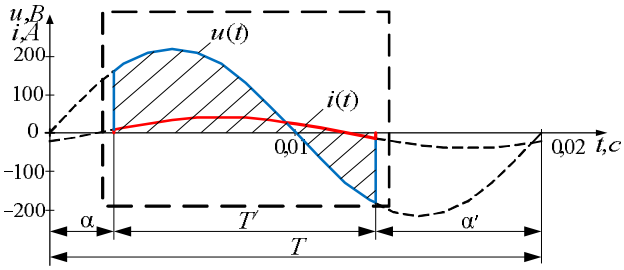


Рис. 2 – Псевдополигармонические сигналы напряжения и тока

Изменение интервала, на котором анализируется сигнал, равносильно произведению исходного сигнала на оконную функцию. Таким образом, результатом оконного преобразования Фурье является не спектр исходного сигнала, а спектр произведения сигнала и оконной функции.

Как видно из рис. 2, на исходные сигналы напряжения и тока накладывается функция, так называемого, оконного преобразования Фурье. В

соответствии с явлением Гиббса это приводит к появлению гармоник, которых не было в исходных сигналах напряжения и тока. Поэтому для их устранения существует множество математических формул или так называемых весовых окон, улучшающих частотный спектр на разрыве границ окна. То есть, кроме прямоугольных окон, возможно наложение окон другой формы: треугольное, сужающийся косинус, фрагмент синусоиды, преобразование Парзена, Гаусса, Хеннинга, Хэмминга, и т.д. [19, 20].

Также существует методика по взаимному перекрытию окон [21, 22]. Метод известен как метод Уолша (рис. 3), который основан на несколько модифицированном методе сегментирования за счёт применения окна данных и использования перекрывающихся сегментов. Вычисление спектральной плотности каждого сегмента предваряется взвешиванием этих данных на оконную функцию. Это позволяет за счёт небольшого ухудшения разрешения ослабить эффект появления лишних гармоник на границе разрыва окна и компенсировать постоянную составляющую сигнала.

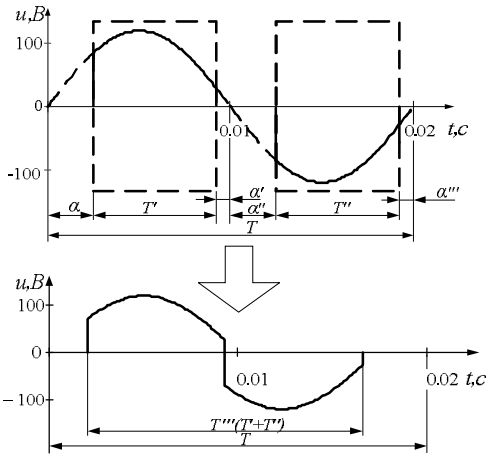


Рис. 3 – ПП-сигналы напряжения и тока при наложении двух оконных функций Фурье

Дальнейшее развитие анализируемых сигналов можно проводить при использовании симметрии сигналов напряжения и тока. В этом случае применяется одно из свойств преобразования Фурье – свойство осевой симметрии.

Осевая симметрия второго рода части гармонического сигнала относительно осей симметрии y', x' ($f(-t)=-f(t)$). Для формирования симметрии второго рода нужно получить осевую симметрию первого рода части гармонического сигнала относительно оси симметрии y'. Затем вдоль оси абсцисс проводится ось симметрии x', после чего нужно выполнить операцию осевой симметрии полученного при осевой симметрии первого рода интервала относительно оси x' (рис. 4). Проверка эффективности определения ЭМП АД с использованием ПП-сигналов напряжения и тока будет проводиться для двигателя серии АОЛ 21-48ф, параметры которого сведены в табл. 1. Для рассматриваемого двигателя получены следующие синусоидальные сигналы напряжения и тока (рис. 5).

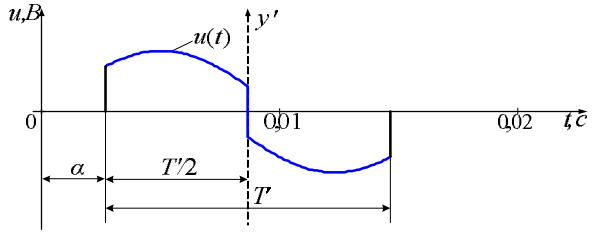


Рис. 4 – Осевая симметрия второго рода части гармонического сигнала

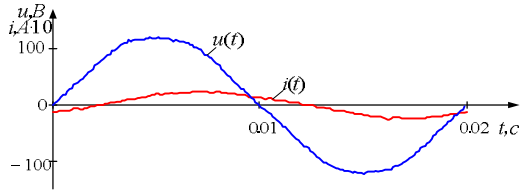


Рис. 5 – Экспериментальные синусоидальные сигналы напряжения и тока АД серии АОЛ 21-48ф

Таблица 1 – Параметры асинхронного двигателя серии АОЛ 21-48ф

Параметр	Значение
P_N, кВт	0,27
U_N, В	220
n_N, об/мин	1400
cosφ	0,67
η	0,66
R_1, Ом	37
R'_2, Ом	32,176
X_1, Ом	52,449
X'_2, Ом	54,547
X_μ, Ом	541,872

В статье определение параметров исследуемого АД производилось для четырех случаев при различных периодах разложения сигналов напряжения и тока. На рисунках показаны варианты получения ПП-сигналов и их гармонические спектры:

– ограничение периода синусоидальных сигналов напряжения и тока на заданный угол слева или справа от границ периода (рис. 6, сигналы с периодом $T^{///}$ или $T^{//}$ соответственно);

– ограничение периода синусоидальных сигналов напряжения и тока на заданные несимметричные углы слева и справа от границ периода (рис. 7);

– ограничение периода синусоидальных сигналов напряжения и тока на заданные углы слева и справа от границ полупериода (рис. 8);

– ограничение периода синусоидальных сигналов напряжения и тока на заданные углы слева и справа от

границ периода и проведение симметрии полученного сигнала (рис. 9).

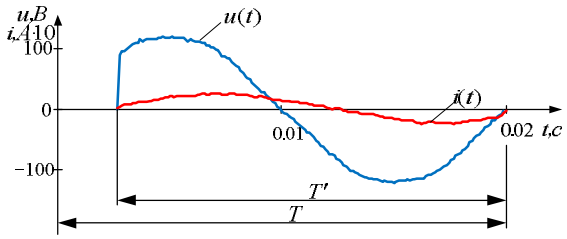


Рис. 6 – ПП-сигналы напряжения и тока при ограничении периода сигнала слева

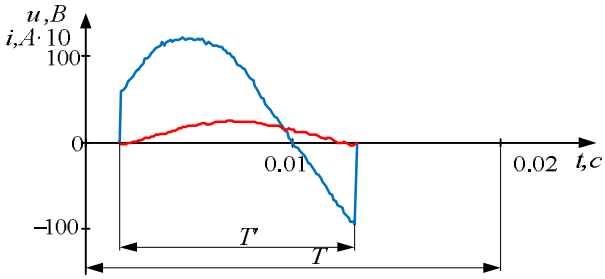


Рис. 7 – ПП-сигналы напряжения и тока при несимметричном ограничении периода сигнала

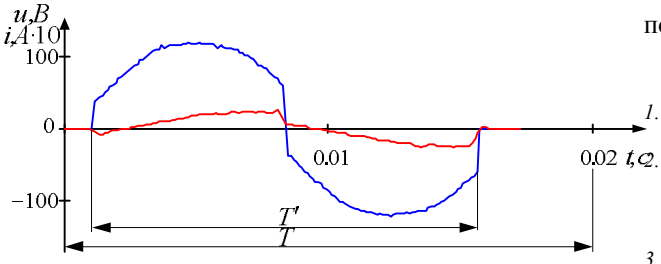


Рис. 8 – ПП-сигналы напряжения и тока при симметричном ограничении периода сигналов

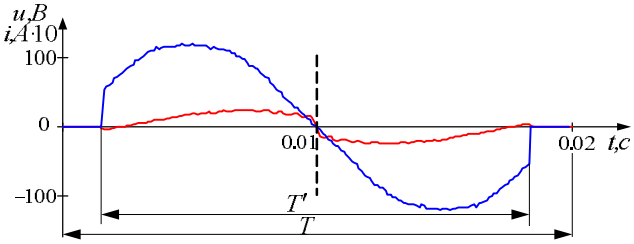


Рис. 9 – ПП-сигналы напряжения и тока при использовании симметрии

Результаты идентификации параметров схемы замещения, рассмотренного двигателя, занесены в табл. 2 (сопротивление статора R_1 определяется заранее). Полученные данные подтверждают, что при симметричном ограничении периода сигнала (рис. 8) и при использовании принципа симметрии (рис. 9) можно достичь большей точности, при этом погрешность определения ЭМП АД не превышает 8 %.

Таблица 2 – Результаты идентификации ЭМП АД серии АОЛ 21-48ф

Способ получения ПП-сигналов напряжения и тока, который показан на рисунках	Ошибки идентификации электромагнитных параметров асинхронного двигателя, %			
	$\Delta R_2'$	ΔL_1	ΔL_μ	$\Delta L_2'$
Рис. 6	6,906	7,804	14,079	13,077
Рис. 7	9,311	10,198	13,079	19,409
Рис. 8	6,763	6,008	8,443	7,32
Рис. 9	3,655	8,383	7,284	7,647

Выводы.

Использование ПП-сигналов напряжения и тока позволяет определять ЭМП с погрешностью, не превышающей 8% при симметричном ограничения периода сигналов и использовании принципа симметрии, а при ограничении периода слева или не симметрично справа и слева, когда в гармоническом спектре сигнала появляется постоянная составляющая, погрешность достигает 15%.

Список литературы

1. *Вольдек А. И.* Электрические машины. Машины переменного тока / *А. И. Вольдек, В. В. Попов.*– СПб.: Питер, 2010. – 356 с.
2. *Петрушин В. С.* Модификация критерия приведенных затрат электропривода для проектирования регулируемых асинхронных двигателей / *В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев* // Вісник НТУ «ХПІ». – 2014. – № 38 (1081). – С. 132-137.
3. *Ромашихіна Ж. І.* Декомпозиція сигналу електрорушійної сили обмоток статора для діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронного двигуна / *Ж. І. Ромашихіна, А. П. Калінов, І. А. Луценко* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ. – 2013. – Вип. 4/2013 (22). – С. 27-36.
4. *Галайко Л. П.* Анализ процесса пуска в имитационной модели вентильно-индукторного двигателя / *Л. П. Галайко* // Вісник НТУ «ХПІ». – 2014. – № 38 (1081). – С. 63-68.
5. *Загирняк М. В.* Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей / *М. В. Загирняк, Д.И. Родькин, Ю.В. Ромашихин, А.П.Черный.* – Кременчуг: ЧП Щербатых А. В., 2013. – 164 с.
6. *Proca A. B.* Identification of variable frequency induction motor models from operating data / *A. B. Proca, A. Keyhani* // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2002. - Vol. 17, no. 1. – pp. 24-31.
7. *Тюков В. А.* Трехпазовая модель для определения параметров стержня короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя / *В. А. Тюков, В. В. Пастухов, К. В. Корнеев* // Известия Томского политехнического университета. – 2011, – №4. – С. 99-102.
8. *Резник Д.В.* Особенности определения электромагнитных параметров асинхронных двигателей при использовании низкочастотного испытательного напряжения / *Д. В. Резник, Д. И. Родькин, Ю. В. Ромашихин* // Электроприводы переменного тока: Труды международной четырнадцатой НТК. Екатеринбург: ГОУ ВПО «Уральский государственный технических университет – УПИ». – 2007. – С. 279-284.
9. *Казовский Е. Я.* Определение переходных процессов в машинах переменного тока с помощью частотной характеристики / *Е. Я. Казовский* // Электричество. – 1960. – №4. – С.30-37.
10. *Сивокобыленко В. Ф.* Идентификация параметров асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором / *В. Ф. Сивокобыленко,*

П. А. Харченко // Вісник КДПУ. – 2007. – №3(44). – С.113-116.
11. *Ухань Ж. І.* Класифікація методів діагностики пошкоджень обмоток ротора асинхронних двигунів / *Ж. І. Ухань, А. П. Калінов* // Вісник КДУ імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ ім. Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010 (62), част. 2. – С. 138-144.
12. *Мощинский Ю. А.* Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным / *Ю. А. Мощинский, В. Я. Беспалов, А. А. Кирякин* // Электричество. – 1998. – №4. – С. 38-42.
13. *Усольцев А. А.* Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по справочным данным / *А. А. Усольцев* // Государственный университет ИТМО. – 2011. – №2. – С. 1-14.
14. *Родькин Д. И.* Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей / *Д.И. Родькин, А.П. Калинов, Ю.В. Ромашихин* // Вісник КДПУ. Зб. наук. праць КДПУ им. М.Остроградского. – 2007. – вип. 3(44). – С. 130-136.
15. *Родькин Д. И.* Энергетический метод идентификации электромеханических устройств и систем / *Д. И. Родькин, Ю. В. Ромашихин* // Известия высших учебных заведений и энерегтических объединений СНГ. Энергетика. – Минск. – 2011. – Вып. 3. – С. 10-20.
16. *Ромашихин Ю. В.* Оценка эффективности идентификации параметров асинхронных двигателей при использовании псевдополигармонических сигналов разной формы / *Ю. В. Ромашихин* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ. – 2013. – Вип. 1/2013 (21). – С. 58-68.
17. *Тонкаль В. Е.* Баланс энергий в силовых цепях / *Тонкаль В. Е., Новосельцев А. В., Денисюк С. П. и др.* – Киев: Наукова думка, 1992. – 312 с
18. *Родькин Д. И.* Особенности применения энергетического метода идентификации двигателей переменного тока при псевдополигармонических сигналах / *Д. И. Родькин* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КДПУ ім. М. Остроградського. – 2009. – Вип. 1(5). – С. 7-20.
19. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов / *А. Б. Сергиенко*. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.
20. *Даджион Д.* Цифровая обработка многомерных сигналов / *Д. Даджион, Р. Мерсеро*. – М.: Мир, 1988. – 488 с.
21. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы / *С.И. Баскаков*. – М.: Высшая школа, 1988. – 536 с.
22. *Игнатов В. А.* Теория информации и передачи сигналов / *В.А. Игнатов*. – М.: Советское радио, 1979. – 280 с.

References (transliterated)

1. Voldek A. I., Popov V. V. *Elektricheskie mashinyi. Mashinyi peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], SPb, Piter Publ, 2010, 356 p.
2. Petrushin, V.S., Enoktaev R.N. Modifikaciya kriteriya privedenuh zatrat electroprivoda dlya proektirovaniya reguliruemuh asinhronnuh dvigateley [Modification of the criterion of reduced drive costs for the design of adjustable asynchronous motors]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»*. 2014, no. 38, pp. 132-137.
3. Romashykhina Zh.I., Kalinov A.P., Lucenko I.A. Dekompozytsiya syhnalu elektrorushiynoyi syly obmotok statora dlya diahnostyky poshkodzhen' stryzhniv rotora asynkhronnoho dvyhuna [A decouplig of of electromotive force signal of stator bars for rotor bars damages diagnostics of engine motors]. *Elektromehanichni i energosberegauchi sustemu*, *Kremenchuk*, 2013, Vol. 4(22), pp. 27-36.
4. Galayko L.P. Analiz processa puska v imitacionnoj modeli ventilno-induktornogo dvigatelya [Analysis of the start-up process in the simulated valve-inductor motor model]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»*. 2014, no. 38, pp. 63-68.
5. Zagirnyak M.V., Rodkin D.I., Romashykhin Iu.V., Chornyi O.P. *Energeticheskiy metod identifikatsii parametrov asinkhronnykh dvigateley* [Energy method identification of induction motors]. Kremenchug, ChP. Shcherbatyh A.V., 2013, 164 p.
6. Proca A.B., Keyhani A. Identification of variable frequency induction motor models from operating data. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, March 2002, Vol. 17, no 1, pp. 24-31.
7. Tyukov V.A., Pastuhov V.V., Korneev K.V. Trekhpazovaya model dlya opredeleniya parametrov sterzhnya korotkozamknutogo rotora asinhronnogo dvigatelya [Three-band model for determining the parameters of the squirrel-cage rotor of an asynchronous motor]. *Izvestiya tomskogo politekhnicheskogo universitet*a. 2011, no 4, pp. 99-102.
8. Reznik D.V., Rodkin D.I. and Romashikhin Yu.V. Osobennosti opredeleniya elektromagnitnykh parametrov asinkhronnykh dvigateley pri ispolzovanii nizkochastotnogo ispytatelnogo napryazheniya. [Features of the definition of parameters of electromagnetic induction motors by using a low-frequency test voltage]. *Trudy mezhdunarodnoy chetyrnadtsatoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Elektroprivody peremennogo toka», Izd-vo UGTU Yekaterinburg, March* 13-16, 2007, pp. 279-283.
9. Kazovskij E.Ya. Opredelenie perekhodnyh processov v mashinah peremennogo toka s pomoshchyu chastotnoj harakteristiki [Determination of transient processes in AC machines by means of the frequency response]. *Ehlektrichestvo*, 1960, no 4, pp. 30-37.
10. Sivokobylenko V.F., Harchenko P.A. Identifikaciya parametrov asinhronnyh dvigatelej s korotkozamknutym rotorom [Identification of parameters of squirrel cage asynchronous motors]. *Visnik KDPU*. 2007, no 3(44), pp. 113-116.
11. Uhan Zh. I., Kalinov A. P. Klasyfikatsiya metodiv diahnostyky poshkodzhen' obmotok rotora asynkhronnykh dvyhuniv [Classification of damages rotor bars diagnostics methods of engine motors]. *Visnuk KDU*. 2010, Vol. 3(62), pp. 138-144.
12. Moshchinskij Yu. A., Bespalov V.Ya., Kiryakin A.A. Opredelenie parametrov skhemy zameshcheniya asinhronnoj mashiny po katalozhnym dannym [Determination of the parameters of the asynchronous machine replacement scheme by catalog data]. *Ehlektrichestvo,* 1998, no. 4, pp. 38-42.
13. Usolcev A.A Opredelenie parametrov skhemy zameshcheniya asinhronnogo dvigatelya po spravochnym dannym [Determination of the parameters of the induction motor replacement circuit by reference data]. *Gosudarstvennyj universitet ITMO*. 2011, no. 2, pp. 1-14.
14. Romashihin Yu.V., Rodkin D.I. and Kalinov A.P. Ehnergeticheskij metod identifikacii parametrov asinhronnyh dvigatelej [Energy method for parameter identification of induction motors]. *Visnyk KDPU*. 2007, Vol. 3, no. 44, pp. 130-136.
15. Rodkin D.Y. and Romashihin Yu.V. Ehnergeticheskij metod identifikacii ehlektromekhanicheskih ustrojstv i sistem [Energy method for the electromechanical devices and systems identification]. *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy i energeticheskih obyedineniy SNG. Energetika*. 2011, Vol. 3, pp. 10-20.
16. Romashykhin Yu. Estimation of efficiency of identification of parameters of asynchronous engines at use of pseudo-polyharmonic signals of the different form [Evaluating the effectiveness of parameter identification of induction motors using pseudopoliharmonic signals of different shapes]. *Elektromehanichni i Energozberigayuchi Systemy*. 2013, Vol. 1, no. 21, pp. 58-68.
17. Tonkal V.E., Novoselcev A.V. and Denisyuk S.P. *Balans energiy v silovyh tsepyah* [Energe balance in power circuit], Kiev, Naukova Dumka, 1992, 312 p.
18. Rodkin, D.I. Features of the application of the energy method for identifying alternating current motors under pseudo-polyharmonic signals [Particularities of the energy method using for the identification of the engine motors with psevdopoligarmonical signals]. *Electromehanichni i energozberigayuchi sustemu*. 2009, vol. 1, no. 5, pp. 7-20.
19. Sergienko A.B. *Cifrovaya obrabotka signalov: uchebnik dlya vuzov* [Digital Signal Processing: A Textbook for Universities]. SPb, Piter Publ, 2003, 608 p.
20. Dadzhion D., Mersero R. *Cifrovaya obrabotka mnogomernyh signalov* [Digital processing of multidimensional signals]. Moskow, Mir Publ, 1988, 488 p.
21. Askakov S.I. *Radiotekhnicheskie cepi i signaly: uchebnik dlya vuzov* [Radio engineering circuits and signals: Textbook for high schools]. Moskow, Vysshaya shkola Publ, 1988, 536 p.
22. Ignatov V.A. *Theory of information and signaling* [Theory of information and signaling]. Moskow, Sovetskoe radio Publ, 1979, 280 p.

Поступила (received) 22.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Можливість ідентифікації параметрів асинхронних двигунів енергетичним методом при синусоїдному живленні / Ю. В. Ромашихін, Ж. І. Ромашихіна, М. А. Руденко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 70–75. – Библиогр.: 22 назв. – ISSN 2409-9295.

Возможность идентификации параметров асинхронных двигателей энергетическим методом при синусоидальном питании / Ю. В. Ромашихин, Ж. И. Ромашихина, Н. А. Руденко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 70–75. – Бібліогр.: 22 назв. – ISSN 2409-9295.

The possibility of the parameters identification of engine motors by the energy method with sinusoidal feeding / Iu. V. Romashykhin, Zh. I. Romashykhina, N. A. Rudenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 70–75. – Bibliogr.: 22. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Ромашихін Юрій Володимирович, кандидат технічних наук, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, доцент кафедри систем автоматичного управління та електропривода, тел. (05366)3-11-47; e-mail: romashykhin.iurii@gmail.com.

Ромашихин Юрий Владимирович, кандидат технических наук, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, доцент кафедры систем автоматического управления и электропривода, тел. (05366)3-11-47; e-mail: romashykhin.iurii@gmail.com.

Romashykhin Iurii Volodymyrovych, Candidate of Technical Sciences, Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Associate Professor at the Department of Systems of Automatic Control and Electric Drive, tel. (05366)3-11-47; e-mail: romashykhin.iurii@gmail.com.

Ромашихіна Жанна Іванівна, кандидат технічних наук, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, старший викладач кафедри електричних машин та апаратів, тел. (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Ромашихина Жанна Ивановна, кандидат технических наук, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, старший преподаватель кафедры электрических машин и аппаратов, тел. (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Romashykhina Zhanna Ivanivna, Candidate of Technical Sciences, Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Senior Lecturer of the Department of Electric machines and apparatus, tel. +38 (05366) 74-32-45; e-mail: romashykhina.zhanna@gmail.com

Руденко Микита Андрійович, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, асистент кафедри систем автоматичного управління та електропривода, тел. (05366)3-11-47; e-mail: nikita_rudenko@mail.ru.

Руденко Никита Андреевич, Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, ассистент кафедры систем автоматического управления и электропривода, тел. (05366)3-11-47; e-mail: nikita_rudenko@mail.ru.

Rudenko Nikita Andriyovych, Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Assistant at the Department of Systems of Automatic Control and Electric Drive, tel. (05366)3-11-47; e-mail: nikita_rudenko@mail.ru.

УДК 621.313:66.02

В. І. МІЛИХ, Л. В. ШИЛКОВА, С. А. РЕВУЖЕНКО

ЧИСЕЛЬНИЙ АНАЛІЗ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ЦИЛІНДРИЧНОГО ТРИФАЗНОГО ІНДУКТОРА МАГНІТНОГО СЕПАРАТОРА

Наведено електромагнітну систему індуктора магнітного сепаратора, яку побудовано на основі статора трифазного асинхронного двигуна. Сформовано квазі-тривимірну математичну модель і викладено принцип розрахунку магнітного поля в об'ємі індуктора. Це засновано на методі плоско-ортогональних розрахункових моделей, що поєднують магнітні поля поперечного та поздовжнього перерізів індуктора. Сформовано комплекс граничних умов, що забезпечує адекватну структуру магнітного поля в робочій зоні індуктора. За допомогою програми FEMM виконано розрахунковий аналіз магнітного поля в двох перерізах індуктора.

Ключові слова: магнітний сепаратор, індуктор, магнітне поле, математична модель, поперечний і поздовжній перерізи, граничні умови, розрахунковий аналіз.

Представлена электромагнитная система индуктора магнитного сепаратора, построенная на основе статора трехфазного асинхронного двигателя. Сформирована квази-трехмерная математическая модель и изложен принцип расчета магнитного поля в объеме индуктора. Это основано на методе плоско-ортогональных расчетных моделей, объединяющих магнитные поля поперечного и продольного сечений индуктора. Сформирован комплекс граничных условий, обеспечивающий адекватную структуру магнитного поля в рабочей зоне индуктора. С помощью программы FEMM проведен расчетный анализ магнитного поля в двух сечениях индуктора.

Ключевые слова: магнитный сепаратор, индуктор, магнитное поле, математическая модель, поперечное и продольное сечения, граничные условия, расчетный анализ.

The electromagnetic system of the magnetic separator inductor is presented. Its design is based on a three-phase induction motor stator. A quasi-three-dimensional mathematical model describing the magnetic field of the inductor is formed, and a method for calculating this field in its volume is set out. The basis of this is the method of plane-parallel design models, that combines the transverse and longitudinal sections of the inductor. The magnetic fields of these sections are connected on the central radial line, which is common for them. These magnetic fields are described by differential equations through the vector magnetic potential, for which a complex of boundary conditions is formed. They provide an adequate structure of the magnetic field in the inductor working area. A calculated analysis of the magnetic field in two sections of the inductor is carried out on the presented theoretical basis In this case, the role of two factors ensuring the magnetic field excitation in its complete design model is revealed. Calculations of magnetic fields in each section are carried out by the finite element method of FEMM program. It is shown that a practically uniform distribution of the magnetic induction of the inductor field is provided in the cross section of the inductor working zone. A magnetic field gradient (which helps) helping to retain in it the ferromagnetic elements that are the tool of the separator working process is obtained in the longitudinal section at the boundary of this zone.

Keywords: magnetic separator, inductor, magnetic field, mathematical model, transverse and longitudinal sections, boundary conditions, computational analysis.

Вступ. Магнітні сепаратори (МС) є ефективними для розділення дрібних об’єктів з різними електромагнітними властивостями, для перемішування різних сумішей, для доведення їх до дрібнодисперсного стану тощо. Існує багато варіантів конструкцій МС, і серед них є МС, в яких перемішування здійснюється обертовим магнітним полем (МП), що збуджується індуктором, створеним на базі статора трифазного асинхронного двигуна (ТАД). Під дією такого поля дрібні феромагнітні елементи рухаються в робочій зоні і створюють так званий «вихровий шар» у деякій робочій масі, яка зазнає необхідну технологічну обробку [1]. Для поширення МС такого типу у різні технологічні процеси існує проблема підвищення їх ефективності, що можна зробити підвищенням рівня МП у робочій зоні усередині індуктора.

Головними даними і найважливішими вимогами для проектування, які пред’являються до електромагнітних апаратів із вихровим шаром обертового магнітного поля, є рівень магнітної індукції (МІ), об’єм робочої зони усередині індуктора МС та рівномірність МП. Простір усередині індуктора є немагнітним, тому розподіл МП становиться суттєво тривимірним і його аналіз потрібує нетривіальних підходів, бо безпосередній розрахунок тривимірного МП є дуже складним. Тому аналіз цього МП є актуальною задачею, розв’язання якої дозволить оптимізувати параметри при створенні відповідних методик проектування МС.

Зважаючи на зазначене, **метою роботи** є розробка методу та виконання на його основі розрахункової оцінки розподілу тривимірного МП, яке створюється індуктором МС у вигляді статора ТАД. Це робиться чисельно-польовими взаємопов’язаними розрахунками МП в поперечному та повздовжньому перерізах індуктора. Взаємозв’язок цих полів здійснюється за допомогою комплексу спеціальних граничних умов у цих перерізах.

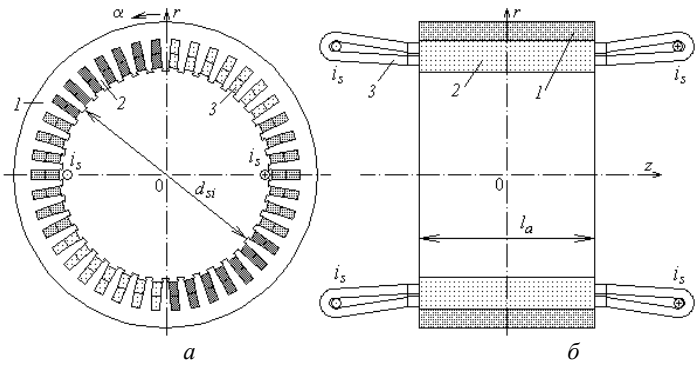


Рис. 1 – Конструктивна схема індуктора МС: *а* – поперечний переріз; *б* – повздовжнім переріз; *1* – спинка осердя; *2* – зубцево-пазова зона; *3* – трифазна обмотка

© В. І. Мілих, Л. В. Шилкова, С. А. Ревуженко, 2017

Об'єкт дослідження. Електромагнітна система індуктора МС подана на рис. 1 її поперечним – *а* та повздовжнім – *б* перерізами. Були задані параметри робочої зони усередині індуктора: діаметр d_w=0,3 м і активна довжина l_a=0,3 м, а МІ в центрі – 0,24 Тл.

Решта параметрів індуктора розрахована за методикою, наближеною до класичної для ТАД [2, 3] з основною відмінністю – відсутність ротора. З основних параметрів індуктора представимо: номінальні фазні напруга U_{sN}=220 В і струм I_{sN}=950 А, частота f_s=50 Гц. Він має кількості фаз m_s=3 і пар полюсів p=1, кількість пазів Q_s=42; кількість послідовних витків фазної обмотки N_s=28. Діаметр розточення осердя індуктора d_{si} склав 0,35 м, тому що він повинен бути декілька більшим за діаметр робочої зони, щоб виключити з неї кільцевий шар з різко неоднорідним МП. Обмотка індуктора двошарова, розподілена з діаметральним кроком, схема з'єднання – «зірка».

На рис. 1 позначена і далі використовується циліндрична система координат (r, α, z) з початком в геометричному центрі індуктора 0.

На даному етапі дослідження індуктора МС його МП розраховувалось в режимі неробочого ходу, тобто без впливу феромагнітних елементів в робочої зоні, що буде наступною складною задачею.

Принципи розрахунку МП в поперечному перерізі індуктора МС у цілому відповідають аналогічним розрахункам ТАД [4, 5] навіть зі спрощенням через відсутність ротора. Безпосередні розрахунки виконуються за відомою програмою FEMM [6] методом скінчених елементів.

За основою розрахунків МП в індукторі МС взяли метод плоско-паралельних розрахункових моделей [7, 8], який був розроблений для машин постійного струму з більш простими умовами – при наявності повної електромагнітної системи, тобто з феромагнітним осердям якоря у її середині. Цей же метод застосовувався у турбогенераторах [9, 10].

Магнітне поле індуктора МС в його центральному поперечному перерізі описується відомим двовимірним диференційним рівнянням:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left[\nu_e r\frac{\partial A_z}{\partial r}\right]+\frac{1}{r^2}\frac{\partial}{\partial \alpha}\left[\nu_e\frac{\partial A_z}{\partial \alpha}\right]=-J_z\,, \quad (1)$$

де A_z, J_z – аксіальні складові векторного магнітного потенциалу (ВМП) та густини струму; ν_e – питомий магнітний опір (ПМО).

Для ділянок області розрахунку в шихтованому осерді використовується еквівалентне ПМО

$$\nu_e=\nu_f/k_{Fe}\,, \quad (2)$$

где ν_f – ПМО сталевих листів; k_{Fe} – коефіцієнт заповнення ними осердя.

Для решти області ν_e відповідає магнітної властивості немагнітних середовищ.

Розповсюдження МП обмежувалось зовнішню поверхнею осердя індуктора, де була задана гранична умова Діріхле:

$$A_z=0\,. \quad (3)$$

В фазних зонах трифазної обмотки статора задана симетрична система фазних струмів:

$$i_{sA}=I_{ms}\cos(\omega_s t)\,;\; i_{sB}=I_{ms}\cos(\omega_s\, t-2\pi/3)\,;\; i_{sC}=I_{ms}\cos(\omega_s\, t+2\pi/3)\,, \quad (4)$$

где t – час; I_{ms} – амплітуда; ω_s – кутова частота.

В момент часу t = 0 струми в фазних обмотках A, B и C мають конкретні значення: $i_{sA}=I_{ms}$, $i_{sB}=i_{sC}=-0{,}5I_{ms}$. В пазах статора на рис.2 показані відповідні напрямки фазних струмів, знаки + та – після їх символів повинні бути ще додані до їх миттєвих значень.

Рівняння (1) з урахуванням струмів (4) та умови (3) розв'язувалось, як вже зазначено, методом скінчених елементів за програмою FEMM [6]. При цьому враховувалися нелінійні магнітні властивості матеріалу осердя – електротехнічної сталі марки 2013.

Отриману картину силових ліній МП в поперечному перерізі індуктора подано на рис. 2. Це лінії рівного ВМП, які проведені з визначеним кроком від максимального його значення A_{max}=0,0557 Вб/м.

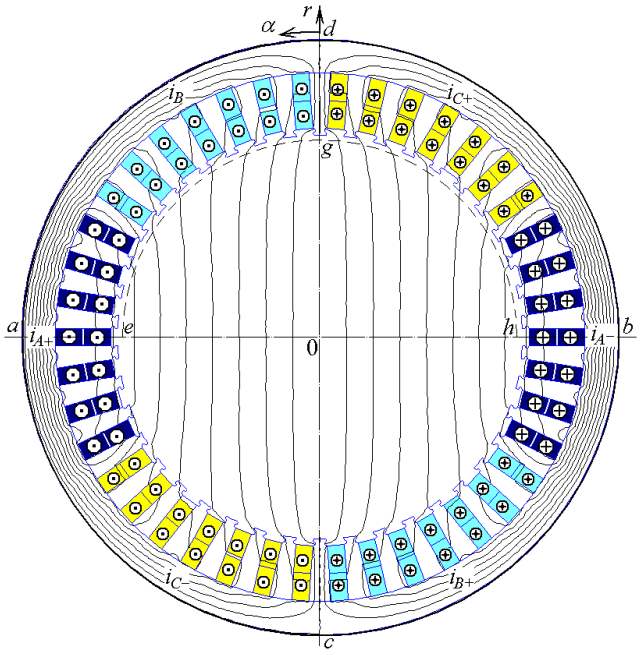


Рис. 2 – Розрахункова модель індуктора МС у поперечному перерізі

За розподілом ВМП $A_z(r,\alpha)$ через вираз $\vec{B}=rot\vec{A}$ визначаються координатні складові МІ:

$$B_r=\frac{1}{r}\frac{\partial A_z}{\partial \alpha}\,;\quad B_\alpha=-\frac{\partial A_z}{\partial r}\,. \quad (5)$$

Розподіл складових МІ на радіальних лініях показано на рис. 3, а саме, кутової складової B_α на 0b та радіальної B_r – на 0d. У межах робочої зони індуктора МС індукція досягає значення 0,24 Тл і розподілена доволі рівномірно, що є одним із основних критеріїв

ефективної роботи МС. У такому полі малорозмірні робочі феромагнітні елементи інтенсивно рухаються та рівномірно розподіляються в робочій зоні, що виключає проскоч необроблених частинок речовин при безперервному протіканні функціонально заданого технологічного процесу. Сплески МІ за межею робочої зони відповідають зубцево-пазовим структурам та спинці осердя індуктора.

На рис. 4 представлено розподіл радіальної складової МІ по дузі *egh* (див. рис. 2) у повітряному просторі по полюсному кроку τ_p. Цей розподіл має зубчастий характер через відповідну структуру осердя статора.

На рис. 5 подано аналогічний розподіл на лінії кола, що проходить на середньому рівні по висоті зубців статора. Сплески МІ відповідають зубцям на межах фазних зон обмотки індуктора МС, далі спостерігається її зменшення та зростання по краях внаслідок особливості його конструкції.

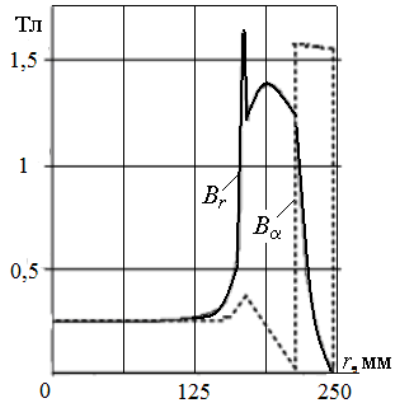


Рис. 3 – Розподіл складових МІ на повздовжній та поперечній осях індуктора МС

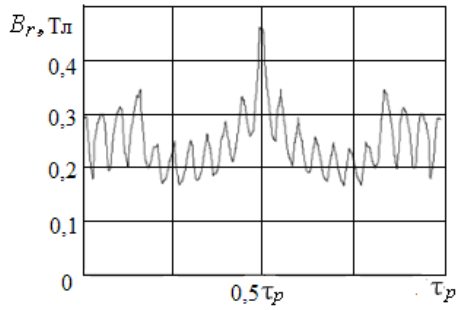


Рис. 4 – Розподіл МІ по дузі *egh*

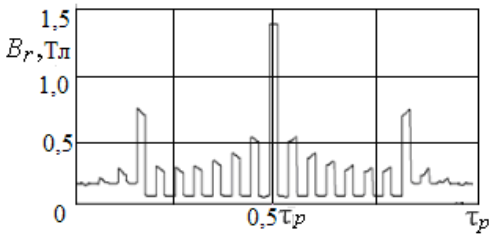


Рис. 5 – Розподіл МІ по дузі на середньому рівні зубцево–пазового шару

Зазначимо, що в центрі робочої зони – в точці 0 на рис. 2 отримане проектне значення радіальної складової МІ B_{r0}, яке склало 0,24 Тл.

Картина силових ліній та розподіли МІ підтвердили достатню однорідність МП в поперечному перерізі робочої зони індуктора, що є однією із найважливіших вимог, які пред'являються до електромагнітних апаратів із вихровим шаром обертового магнітного поля. Але поряд з цім постає завдання дослідження розподілу МП по аксіальній його осі, що завжди є актуальним у відносно великих немагнітних просторах з феромагнітними екранами.

Важливим аспектом підготовчої роботи до розрахунку МП індуктора МС у повздовжньому перерізу є визначення падіння магнітної напруги на відрізку 0*d* по радіусу до r_d (рис. 2):

$$U_{mag} = \int_0^{r_d} H_r dr\,, \tag{6}$$

де H_r – радіальна складова напруженості магнітного поля, яка визначається за формулами:

$$H_r = v_e B_r = v_e \frac{1}{r}\frac{\partial A_z}{\partial \alpha}\,. \tag{7}$$

Для розрахункової моделі на рис. 2 в програмі FEMM визначено U_{mag} = 37145 А.

Поздовжньо-поперечна розрахункова модель електромагнітної системи індуктора. Магнітне поле у поперечному перерізі (рис. 2) є симетричним відносно зображених осей, тому його, в принципі, можна розглядати у чверті перерізу 0*db*.

Так само, електромагнітна система індуктора симетрична і у повздовжньому перерізі відносно зображених осей 0*r* та 0*z* (рис. 1, *б*).

Таким чином на рис. 6 сформована поздовжньо-поперечна розрахункова модель електромагнітної системи індуктора, де лінія 0*d* є спільною для обох перерізів. Тому на цієї лінії для цих перерізів повинні бути однаковими розподіли МІ та падіння магнітної напруги. Або, у крайню міру, близькими у межах допустимої погрішності.

В зубцево-пазовому шарі осердя статора в поперечному перерізі структура являється дискретною (зубець-паз), а у повздовжньому перерізі – суцільною, що зображено на рис. 7, який є фрагментом рис. 2. Для врахування цього для повздовжнього перерізу введено еквівалентній коефіцієнт заповнення сталлю:

$$k_{Fe\,ts} = \frac{b_t \cdot k_{Fe}}{\tau_{sr}}\,, \tag{8}$$

де $\tau_{sr} = 2\pi \cdot r_k / Q_s$ – зубцево-пазовий крок на радіусі r_k ; $b_t = \tau_{sr} - b_n$ – ширина зубця на тому ж радіусі.

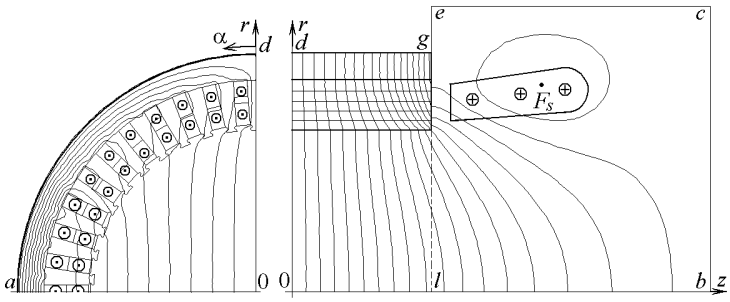


Рис. 6 – Поздовжньо-поперечна розрахункова модель МП індуктора

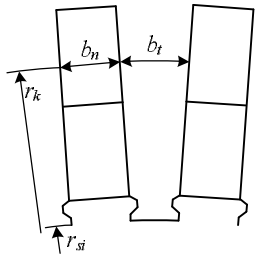


Рис. 7 – Фрагмент зубцево-пазової структури статора

В програму FEMM магнітні властивості, у тому числі $k_{Fe\,ts}$, задаються у числовій формі. Тому зубцево-пазова структура на рис. 6 у повздовжньому перерізі подана шарами, для кожного з яких коефіцієнт $k_{Fe\,ts}$ по (8) визначався на його середньому радіусі r_k. Таким чином визначено низку значень $k_{Fe\,ts}$ від 0,37 до 0,51 (знизу уверх).

Зазначимо, що після розрахунку МП у програмі FEMM, магнітну індукцію безпосередньо в сталевих листах зубців треба визначати за формулою:

$$B_{Fet} = \frac{B_{ek}}{k_{Fe\,ts}}, \qquad (9)$$

де B_{ek} – МІ, яка визначена у еквівалентному суцільному середовищі, отриманому через застосування $k_{Fe\,ts}$, причому формула чинна як для складових МІ, так і для її модуля.

Застосування дій за формулами (8) і (9), в принципі, подібно до аналогічних дій, які уведені в [8] при розрахунку МП у повздовжньому перерізі машини постійного струму.

Магнітне поле індуктора МС в повздовжньому перерізі. Виконана підготовка суцільного (тобто однорідного) по координаті α повздовжнього перерізу індуктора в координатній площині *rz* (рис. 6) дозволяє перейти до формування математичної моделі МП в цьому перерізі.

При цьому важливо те, що у поперечному перерізі в робочої зоні індуктора біля осі 0*d* силові лінії МП практично паралельні одна одній. І оскільки саме тут проходить повздовжній переріз, то в його площині можна МП вважати плоско-паралельним.

У такому разі тут можна для МП застосувати відповідне двовимірне диференціальне рівняння:

$$\frac{\partial}{\partial r}\left[v_{rz}\frac{\partial A_\alpha}{\partial r}\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[v_{rz}\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}\right] = -J_\alpha, \qquad (10)$$

де $A_\square$, $J_\square$ – складові ВМП та густини струму, які є ортогональними площині (r, z); v_{rz} – розподіл ПМО у повздовжньому перерізі.

В результаті розв'язання рівняння (10) повинен виявитися розподіл ВМП $A_\alpha(r,z)$ і на цієї основі – координатні складові МІ у повздовжньому перерізі:

$$B_z = \frac{\partial A_\alpha}{\partial r}; \quad B_r = -\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}. \qquad (11)$$

Отож, розглянемо умови розв'язання диференціального рівняння (10).

У повздовжньому перерізі струм є у лобовій частині обмотки статора. На обрану чверть (рис. 6) загальної області розрахунку (рис. 1) тут приходиться та ж сама МРС обмотки статора, як і на чверть поперечного перерізу індуктора, а саме, з урахуванням заданих струмів (4) для часу *t*=0:

$$F_s = N_s I_{ms}, \qquad (12)$$

яка склала 37616 А.

Спочатку спробуємо розрахувати магнітне поле у повздовжньому перерізі саме від дії лобової частини обмотки статора. Для розрахункової моделі на рис. 8 сформуємо наступні граничні умови.

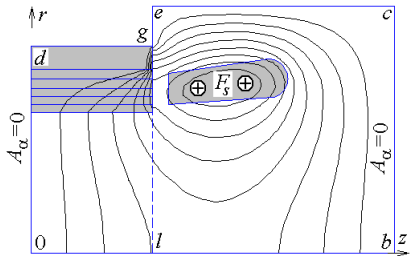


Рис. 8 – Розрахункова модель для МП лобової частини обмотки статора

З урахуванням симетрії струмів відносно лінії *z* на рис. 1, *б* на аналогічній лінії 0*b* на рис. 8 для ВМП встановлюється умова Неймана:

$$\left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial r}\right)_{0b} = 0, \qquad (13)$$

при якої силові лінії МП є перпендикулярними 0*b*.

З урахуванням асиметрії струмів відносно лінії *r* на рис. 1, *б* на аналогічній лінії 0*d* на рис. 8 для ВМП встановлюється умова Діріхле:

$$(A_\alpha)_{0d} = 0, \qquad (14)$$

при якої силова лінія магнітного поля співпадає з 0*d*. На решті ліній також встановлюється умова Діріхле:

$$(A_\alpha)_{dgecb} = 0, \qquad (15)$$

але у даному разі приймається, що МП не проходить скрізь ці лінії і за їх межами зневажливе мале.

Розрахунок МП відповідно рівнянню (10) та умовам (13-(15) виконаний за програмою FEMM.

Отримана картина силових ліній МП подана на рис. 8 при $A_{\alpha max}$=0,0132 Вб/м. Але при цьому в точці 0 отримане значення МІ B_{r0}=0,0336 Тл, а на лінії 0*d* падіння магнітної напруги U_{mag}=5059 А, що набагато менше, ніж було за формулою (6) у поперечному перерізі (рис. 2), лінія 0*d* якого є опорною для повздовжнього перерізу. Таким чином, МП від лобової частини обмотки індуктора – це далеко не все, що повинне бути у цьому перерізі.

Відповідно до [8-10], головна частина МП у повздовжньому перерізі збуджується у поперечному перерізі та передається у перший через збуджуючий фактор – падіння магнітної напруги на лінії 0*d*, яке визначене у другому. Але ж на цієї лінії в силу симетрії повинна діяти і умова Діріхле (14). Тому тепер тут встановлюється комплексна гранична умова:

$$\int_0^d \left(v_{rz} \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} \right) dr = U_{mag} \; ; \; \left(A_\alpha \right)_{0d} = 0 \, , \qquad (16)$$

де $v_{rz} \dfrac{\partial A_\alpha}{\partial z}$ – ні що інше, як радіальна складова напруженості МП H_r в повздовжньому перерізі на лінії 0*d*.

Щоб «впустити» додаткове, а насправді – основне МП у повздовжній переріз, на лінії *dg* встановлюється «відкриваюча» умова Неймана:

$$\left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial r} \right)_{dg} = 0 \; , \qquad (17)$$

при якої силові лінії МП будуть перпендикулярні *dg*.

Фактично імітується вихід МП по осердю статора в тангенціальному напрямку по координаті α перпендикулярно повздовжньому перерізу. На рис. 2 цей поворот МП в осерді статора є наочним.

А виходити МП, що розглядається, буде через лінію 0*b*, де відповідна гранична умова (13) вже встановлена.

Магнітний потік, який пройде через границі 0*b* та *dg*, можна визначити на основі відомих правил [11], і у даному випадку:

$$\Phi_\alpha = (A_{\alpha 0} - A_{\alpha b}) l_\alpha \text{ або } \Phi_\alpha = (A_{\alpha d} - A_{\alpha g}) l_\alpha \; , \qquad (18)$$

де $A_{\alpha 0}$, $A_{\alpha 0}$, $A_{\alpha 0}$, $A_{\alpha 0}$ – значення ВМП у відповідних точках повздовжнього перерізу; l_α – деяка умовна довжина у напряму, перпендикулярному повздовжньому перерізу.

На лінії 0*d*, а значить і в точках 0 і *d*, вже встановлена умова $\left(A_\alpha \right)_{0d} = 0$ в (16). У той же час, на лінії *gecb* хоча і повинна мати силу умова Діріхле (15), але вона вже не може бути нульовою, бо тоді магнітні потоки (18) теж обнуляться. Тому тепер на зазначеній лінії буде існувати нова умова Діріхле:

$$\left(A_\alpha \right)_{dgecb} = C_{var} \; , \qquad (19)$$

де C_{var} – деяка константа, яку необхідно визначити у процесі розрахунку МП – рішення рівняння (10).

В [8] це робиться на основі одночасного задоволення умовам (16) та (17). Тоді це було реалізоване у власній програмі на основі методу скінчених різниць. Але тепер внести нові граничні умови (16) в закритий код програми FEMM не вдається. Тому був знайдений новий підхід, яких дав змогу використати дуже зручну та ефективну програму FEMM, в якої рівняння (10) безпосередньо розв'язувалося методом скінчених елементів.

Основою нового підходу став ітераційний метод, при котрому перша частина умови (16) в процесі розв'язання рівняння (10) участі не приймала, але використовувалася як критерій завершення ітераційного процесу.

Для визначення початкового значення C_{var} на ділянці від 0 до *l* на лінії 0*b* задавалось значення МІ B_{r0}, знайдене у поперечному перерізі індуктора (рис. 2). Магнітний потік на цієї ділянці тепер можна було визначити двома виразами:

$$\Phi_{\alpha 0l} = (A_{\alpha 0} - A_{\alpha b}) l_\alpha \text{ та } \Phi_{\alpha 0l} = B_{r0} l_z l_\alpha \; , \qquad (20)$$

де l_z – довжина ділянки від 0 до точки *l*.

Враховуючи, що $A_{\alpha 0} = 0$ і $A_{\alpha b} = C_{var}$, та прирівнюючи два вирази (20), після перетворень отримуємо для (19) початкове значення константи:

$$C_{var} = B_{r0} l_z \; . \qquad (21)$$

Далі, з задаванням умов (13), (14), (17), (19) та МРС лобової частини обмотки (12), методом скінчених елементів по програмі FEMM розв'язується рівняння (10) з урахуванням нелінійних магнітних властивостей сталі осердя статора. Після цього передбаченими у програмі достатньо простими засобами знаходиться падіння магнітної напруги через інтеграл в першому виразі (16). Результат порівнюється зі значенням падіння магнітної напруги U_{mag}, яке знайдене раніше у поперечному перерізі індуктора за (6).

Якщо вони відрізняються у більшої мірі, ніж деяка задана погрішність, то для (19) задається нове значення C_{var}, зважаючи при цьому на те, що більше у першому виразі за (16). І так до тих пір, поки цей вираз не зійдеться з бажаною точністю.

Серією розрахунків МП за програмою FEMM і відповідних коригувань було знайдене значення $C_{var} = 0{,}064$. При цьому біло визначено максимальне значення ВМП $A_{\alpha max}$=0,0694 Вб/м.

Картина МП остаточного розрахунку подана на рис. 9. А на рис. 10 кривою *1* поданий розподіл радіальної складової МІ вздовж лінії 0*b*. Видно, що у центральній точці 0 робочої зони індуктора (рис. 1), виявилося, як і планувалося, B_r = 0,24 Тл.

До цього додамо, що у робочої зоні індуктора на лінії 0*d* розподіл $B_r(r)$ виявився таким самим, як і у поперечному перерізі на цієї ж лінії. Тобто все вказує на те, що розрахункова модель на рис. 9 достатньо адекватно відображає реальну структуру МП індуктора.

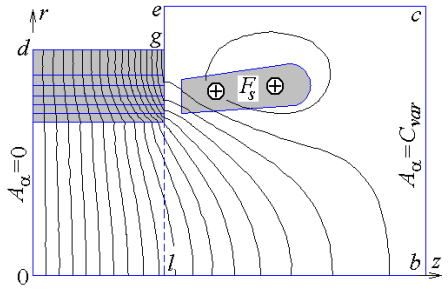


Рис. 9 – Розрахункова модель для повного МП у повздовжньому перерізі

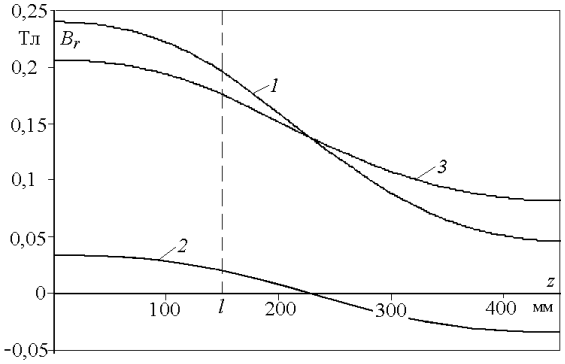


Рис. 10 – Розподіли радіальної складової магнітної індукції по оси z за різними розрахунковими варіантами

Однієї з особливостей розподілу $B_r(z)$ є те, що на межі активної частини індуктора (точка l на рис. 9 і рис. 10) крива *1* має помітний градієнт $\partial B_r / \partial z$, що буде сприяти «втягненню» феромагнітних робочих елементів в робочу зону індуктора МС.

Для моделі МП, що розглянута на рис. 8, також побудована на рис. 10 крива B_r(z) – графік *2*. Значення МІ на ньому і характер кривої говорять самі за себе – це тільки частка МП в повздовжньому перерізі індуктора.

Розрахунок МП був виконаний і для іншої його частки, а саме – без дії МРС лобової частки обмотки. При цьому вирішувалося рівняння (10) і враховувалася низка граничних умов (13), (16), (17) та (19), а збуджуючим фактором була саме остання умова, в якої бралося те саме значення C_{var}, яке виявилося операціями з моделлю на рис. 9.

Нова часткова розрахункова модель подана на рис. 11 разом з розрахованою в програмі FEMM картиною МП при $A_{\alpha max}=C_{var}$ =0,064 Вб/м. Відповідний розподіл МІ B_r(z) представлено на рис. 10 графіком *3*.

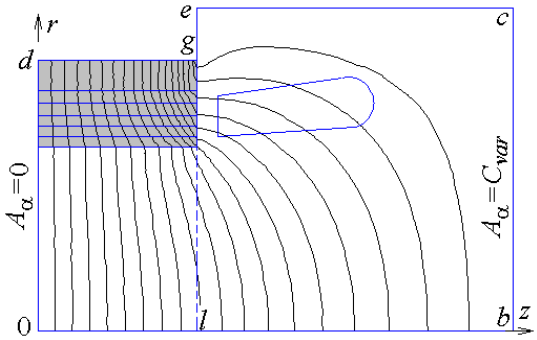


Рис. 11 – Розрахункова модель для МП у повздовжньому перерізі індуктора, що формується у його активній частині

Тепер стає очевидним, що модель МП на рис. 9 містить в себе одночасно моделі за рис. 8 і рис. 11, тому що графіки *2* і *3* у підсумку дають графік *1*.

Висновки.

1. Розрахунок МП у поперечному перерізі індуктора МС дозволяє сформувати опорну граничну умову для поздовжнього перерізу на лінії, яка є спільною для двох перерізів.

2. Розрахунок магнітного поля в поздовжньому перерізі, що спирається на результати розрахунку магнітного поля в поперечному перерізі, дає фізично реалістичну структуру цього поля в робочій зоні індуктора МС.

3. Комплексний чисельно-польовий аналіз МП індуктора МС дозволяє проаналізувати розподіли МІ у його поперечному і поздовжньому перерізах та проявити у достатньо повній мірі його тривимірний характер.

4. Розрахунковий аналіз МП підтвердив отримання проектної величини МІ, достатньо рівномірний її розподіл у поперечному перерізі та значну зміну на межі активної довжини робочої зони МС у повздовжньому перерізі.

Список літератури

1. *Логвиненко Д.Д.* Интенсификация технологических процессов в аппаратах с вихревым слоем / *Д.Д. Логвиненко, О.П. Шеляков* // Киев: техника, 1976. – 144 с.
2. *Гольдберг О. Д.* Проектирование электрических машин / *О. Д. Гольдберг, Я. С. Гурин, И. С. Свириденко* // 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 2001. – 430 с.
3. Вольдек А. И. Электрические машины. Машины переменного тока / А. И. Вольдек, В. В. Попов.– СПб.: Питер, 2010. – 356 с.
4. *Милых В. И.* Численно-полевой поверочный анализ проектных параметров трехфазных асинхронных двигателей / *В. И. Милых, Л. В. Шилкова* // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2016. – Вип. 1 (33). – С. 58-65.
5. Милых В. И. Анализ магнитного поля асинхронного двигателя в различных режимах работы с использованием метода конечных элементов / В. И. Милых, Е. А., Сидоренко, Л. В. Шилкова // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2007. – №24. – С. 54-61.
6. *Meeker D.* Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit 11 Oct 2010 Self-Installing Executable. – Режим доступа: http://www.femm.info/wiki/OldVersions.
7. Милых В.И. Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей // Электричество. – 1986. – №5. – С.27-32.
8. *Милых В. И.* Расчет электромагнитного поля в продольном сечении электрической машины / *В. И. Милых* // Электротехника. – 1984. – № 12. – С. 41–46.
9. *Милых В. И.* Сравнительный анализ вариантов граничных условий при численном расчете магнитного поля в концевой зоне турбогенератора методом плоско-ортогональных расчетных моделей / *В. И. Милых, О. Н. Дубинина* // Технічна електродинаміка. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2002. – Ч. 5. – С. 10–15.
10. *Милых В. И.* Принципы расчета магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора в различных режимах его работы / *В. И. Милых, А. И. Высочин* // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 3. – С. 17–22.
11. Милых В. И. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. –2006. – №2. – С. 40-46.

References (transliterated)

1. Logvinenko D.D., Sheljakov O.P. *Intensifikacija tehnologicheskih processov v apparatah s vihrevym sloem* [Intensification of technological processes in apparatus with a vortex layer]. Kiev, Tehnika Publ, 1976. 144 p.
2. Gol'dberg O. D., Gurin Ja. S., Sviridenko I. S. *Proektirovanie jelektricheskih mashin* [The design of electrical machines]. Moscow, Vysshaja shkola, 2001. 430 p.
3. Voldek A. I., Popov V. V. *Elektricheskie mashinyi. Mashinyi peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], SPb, Piter Publ, 2010, 356 p.
4. Milykh V. I., Shilkova L. V. Chislenno-polevoy poverochnyiy analiz proektnyih parametrov trehfaznyih asinhronnyih dvigateley [Numerically-field confirmatory analysis of a three-phase induction motor design parameter]. *Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems. Release* 1/2016 (33), pp. 58-65.

5. Milykh V. I., Sidorenko E. A., Shilkova L. V. Analiz magnitnogo polya asinhronnogo dvigatelya v razlichnyih rezhimah rabotyi s ispolzovaniem metoda konechnyih elementov [Analysis of magnetic field of the induction motor in different operating modes using the finite element method]. *Visnik NTU «HPI». Harkiv: NTU «HPI»* [Bulletin of NTU "KhPI"]. Kharkiv: NTU "KhPI", 2007, no. 24, pp. 54–61.
6. Meeker, D. "Finite Element Method Magnetics: OldVersions." *Finite Element Method Magnetics: HomePage.* DavidMeeker, 11 October 2010. Web. 10 March 2014 <http://www.femm.info/wiki/OldVersions>
7. Milykh V. I. Sintez magnitnogo polja jelektricheskih mashin na osnove plosko-ortogonal'nyh raschetnyh modelej [The synthesis magnetic field of electrical machines based on the plane-orthogonal computational models]. Jelektrichestvo [Electricity]. Moskow, 1986, no. 5, pp. 27–32.
8. Milykh V. I. Raschet elektromagnitnogo polya v prodolnom sechenii elektricheskoy mashiny [Calculation of the electromagnetic field in the longitudinal section of an electrical machine]. Elektrotekhnika [Electrical Engineering]. Moscow, 1984, no. 12, pp. 41-46.
9. Milykh, V. I., Dubinina O. N. ravnitelnyiy analiz variantov granichnyih usloviy pri chislennom raschete magnitnogo polya v kontsevoy zone turbogeneratora metodom plosko-ortogonalnyih raschetnyih modeley [Comparative analysis of various boundary conditions at numerical calculations of turbogenerator end region magnetic field via a plane-orthogonal calculating model method]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyy vypusk. Problemy suchasnoyi elektrotekhniky.* Vol. 5. Kyiv: IED NANU, 2002. pp. 10–15.
10. Milykh, V. I., Vysochyn A. I. Printsipyi rascheta magnitnogo polya v tortsevoy zone turbogeneratora v razlichnyih rezhimah ego rabotyi [Principles of calculation of magnetic field in the butt-end area of turbogenerator in different operating conditions]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika.* 2010, no.3, pp. 17–22.
11. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnyih parametrov elektricheskih mashin na osnove chislennyih raschetov magnitnyih poley [Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2006, no.2, pp. 40-46.

Надійшла (received) 24.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Чисельний аналіз магнітного поля циліндричного трифазного індуктора магнітного сепаратора / В. І. Мілих, Л. В. Шилкова, С. А. Ревуженко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 76–82. – Библиогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Численный анализ магнитного поля цилиндрического трехфазного индуктора магнитного сепаратора / В. И. Милых, Л. В. Шилкова, С. А. Ревуженко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 76–82. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Numerical analysis of the magnetic field of a cylindrical three-phase magnetic separator inductor / V. I. Milykh, L. V. Shilkova, S. A. Revugenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 76–82. – Bibliogr.: 11. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Мілих Володимир Іванович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри електричних машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Милых Владимир Иванович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Milykh Vladimir Ivanovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com.

Шилкова Лариса Василівна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри електричних машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

Шилкова Лариса Васильевна, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры электрических машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

Shilkova Larisa Vasilivna, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Senior Lecturer of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-68-44, e-mail: larisa_lv@ukr.net.

Ревуженко Світлана Афанасіївна, магістрант, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра електричних машин, тел. 099-059-40-35; e-mail: sveta.revuzhenko@gmail.com.

Ревуженко Светлана Афанасьевна, магистрант, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», кафедра электрических машин, тел. 099-059-40-35; e-mail: sveta.revuzhenko@gmail.com.

Revugenko Svetlana Afanasiyivna, candidate for a master's degree, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», the Department of Electrical machines, tel. +38 099-059-40-35, e-mail: sveta.revuzhenko@gmail.com.

УДК 621.313

В. В. РЫМША, И. Н. РАДИМОВ, М. В. ГУЛЫЙ,
И. П. БАБИЧ, А. А. КАЛИНИЧЕНКО, Н. П. ДЕМЕНКО

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ДАТЧИКА ЛИНЕЙНОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Наведено результати розробки та практичної реалізації індуктивного давача лінійного переміщення для систем гідроприводу аерокосмічної галузі. На основі результатів проектних розрахунків давача при різноманітній конфігурації та геометричних розмірах його обмоток обрано варіант з триступеневим розподілом вторинних обмоток та отримано характеристики давача, які не поступаються його відомим аналогам.

Ключові слова: давач лінійного переміщення, тривимірне магнітне поле, метод скінченних елементів, крутизна вихідної характеристики, нелінійність вихідної характеристики.

Представлены результаты разработки и практической реализации индуктивного датчика линейного перемещения для систем гидропривода аэрокосмической отрасли. На основе результатов проектных расчетов датчика при различной конфигурации и геометрических размерах его обмоток выбран вариант с трехступенчатым распределением вторичных обмоток и получены характеристики датчика, не уступающие его известным аналогам.

Ключевые слова: датчик линейного перемещения, трехмерное магнитное поле, метод конечных элементов, крутизна выходной характеристики, нелинейность выходной характеристики.

Purpose. Presentation of the results of development and practical implementation of an inductive linear displacement sensor (linear variable differential transformer LVDT) for hydraulics systems of the aerospace industry. **Methodology.** Calculations of three-dimensional magnetic fields are carried out with the finite elements method by JMAG program. The solution of the differential equations connecting the input voltage, current, magnetic flux and EMF of the windings is performed by numerical integration. Results. As a result of calculations, the sensor configuration, embodied in the model DLP-80, was obtained. Tests of the prototype model of the DLP-80 sensor confirmed the principle workability of the adopted design and design solutions in its development. **Originality.** The use of three-dimensional field models allows to make an accurate calculation of the sensor's magnetic field, taking into account the edge effects on its characteristics. As a result of the calculations, a variant with a three-stage distribution of the secondary windings and their overlapping in the region of the zero position of the moving part was chosen, which made it possible to increase the accuracy of the sensor. **Practical value.** The developed sensor DLP-80 in its technical characteristics is superior to the foreign sensor LDT-6522, which is close to the measurement range, and when the anchor is moved by ± 65 mm, the nonlinearity of the output characteristic reaches 3,5%. While in the developed sensor DLP-80 the maximum value of nonlinearity of the output characteristic is 0,7%. In addition, the volume of the sensor LDT-6522 and its mass are one third larger than the volume and mass of the DLP-80 sensor with a significantly higher energy consumption of the LDT-6522 sensor from the power source.

Keywords: linear displacement sensor, three-dimensional magnetic field, finite elements method, steepness of the output characteristic, nonlinearity of the output characteristic.

Введение. В обратной связи систем управления космической и авиационной техники для контроля перемещения штоков приводных механизмов применяются датчики линейных перемещений (ДЛП). К подобным датчикам устанавливаются следующие требования: точность измерения линейного перемещения, высокая надежность при эксплуатации, минимальные массо-габаритные показатели, простота и надежность конструктивного исполнения, пониженная чувствительность выходных характеристик к изменению условий окружающей среды.

В настоящее время ДЛП для космической и авиационной техники в Украине не выпускаются. В программе по импортозамещению для авиакосмической отрасли сформулирована задача по разработке и освоению производства отечественных ДЛП. Данная задача решается в рамках научно-технического сотрудничества между Государственным предприятием «КБ «Южное» (г. Днепр) и ООО «Электротехника – Новые технологии» (г. Одесса).

В настоящей статье представлены некоторые результаты теоретической проработки и практической реализации одного из типов ДЛП, имеющего рабочий ход подвижной части от нулевого положения в обе стороны 80 мм (далее ДЛП-80).

Объект исследования. Датчик ДЛП-80 выполнен в виде бесконтактного индуктивного преобразователя дифференциально-трансформаторного типа, имеющего относительно простую конструкцию, достаточно высокую мощность выходного сигнала, сочетание хороших динамических свойств с возможностью передачи сигнала на сравнительно большое расстояние с минимальными искажениями и потерями [1, 2].

Датчик состоит из следующих основных сборочных единиц: корпуса, катушки и подвижной части (рис. 1).

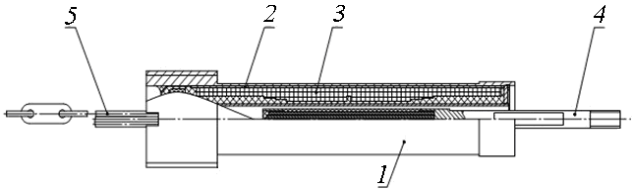


Рис. 1 – Принципиальная конструктивная схема датчика: *1* – корпус; *2* – магнитопровод; *3* – катушка; *4* – подвижная часть; *5* – выводы

Корпус 1 представляет собой тонкостенный

© В. В. Рымша, И. Н. Радимов, М. В. Гулый, И. П. Бабич, А. А. Калиниченко, Н. П. Деменко, 2017

цилиндр с магнитопроводом 2. Катушка 3 состоит из изоляционного каркаса и размещенных на нем обмотки возбуждения ОВ (первичной) и двух измерительных (вторичных) обмоток РО1 и РО2. Измерительные обмотки включены последовательно-встречно и намотаны под обмоткой возбуждения. Подвижная часть (якорь) 4 датчика состоит из штока и сердечника, размещенного во внутренней полости немагнитной трубки из нержавеющей стали. Для снижения экранирующего действия на трубке якоря сделана прорезь вдоль по образующей.

Якорь датчика соединяется с рабочим органом агрегата, перемещение которого измеряется. Под нулевым понимается такое положение якоря, при котором выходные напряжения на обмотках РО1 и РО2 одинаковы.

Технические требования. Основные технические требования, предъявляемые к датчику ДЛП-80 при питании от источника переменного тока синусоидальной формы напряжением (6 ± 0,5) В частотой (2000 ± 200) Гц и сопротивлении нагрузки (20,0 ± 0,1) кОм, следующие:

1. Средняя крутизна выходной характеристики датчика в нормальных климатических условиях при номинальных значениях электропитания и нагрузки – (0,00968 ± 0,0001) 1/мм.

2. Нелинейность выходной характеристики датчика при номинальном напряжении питания в диапазоне перемещения подвижной части – не более 1 %.

3. Потребляемый датчиком ток при номинальных значениях напряжения и частоты питания – не более 0,025 А.

Габаритные размеры датчика: длина – не более 325 мм, диаметр – не более 17 мм.

Основные расчетные зависимости. В датчиках дифференциально-трансформаторного типа используется инвариантная схема представления выходной характеристики [2, 3], поскольку такое представление значительно уменьшает эксплуатационные погрешности измерения перемещения (погрешности от колебания напряжения питания, частоты, температуры, давления, механических перегрузок).

Выходной характеристикой датчика является зависимость отношения разности выходных напряжений вторичных обмоток к их сумме от перемещения якоря:

$$\gamma_i = \frac{U_{2i} - U_{3i}}{U_{2i} + U_{3i}}, \qquad (1)$$

где U_{2i} – выходное напряжение измерительной обмотки РО1;

U_{3i} – выходное напряжение измерительной обмотки РО2.

В случае реализации представления выходной характеристики в виде (1) погрешность измерения будет определяться только нелинейностью выходной характеристики [4]. Нелинейность выходной характеристики рассчитывается как:

$$n = \frac{\left(\gamma_i / K\right) - x_i}{x_{\max}}, \qquad (2)$$

где γ_i – текущее значение выходной характеристики;

K – крутизна выходной характеристики, мм$^{-1}$;

x_i – текущее значение перемещения якоря, мм;

$x_{\max}$ – максимальное перемещение якоря, мм.

Крутизна выходной характеристики определяется по формуле:

$$K = \frac{\sum \gamma_i}{\sum x_i}. \qquad (3)$$

Для расчета соотношений (1)-(3) требуется определить выходные напряжения вторичных обмоток U_2 и U_3 при заданном напряжении на первичной обмотке U_1.

Постановка задачи. Основной задачей при создании датчика ДЛП-80 является поиск сочетания таких геометрических размеров магнитопровода датчика и обмоточных данных катушек ОВ, РО1 и РО2, при которых выходная характеристика датчика максимально приближалась бы к линейной функции.

Точный расчет датчика является достаточно сложной задачей из-за пространственного распределения магнитного поля в устройстве с изменяющимися потокосцеплениями обмоток в зависимости от положения якоря датчика.

В большинстве работ, посвященных разработке и исследованиям линейных датчиков дифференциально-трансформаторного типа, аналитические выражения для выходных напряжений вторичных обмоток получены исходя из упрощенного представления о распределении магнитного поля при перемещении якоря датчика. Расчет выходного напряжения по таким аналитическим соотношениям дает погрешность до 10 % [2].

Для повышения точности расчета необходимо учитывать реальную геометрию датчика, разомкнутость его магнитопровода и возникающие при этом краевые эффекты. Такой учет возможен только при решении задачи расчета магнитного поля численными методами в трехмерной постановке.

Одним из наиболее эффективных методов решения краевых задач в трехмерной постановке является метод конечных элементов (МКЭ). Именно в трехмерном случае проявляется основное достоинство МКЭ, заключающееся в возможности произвольного выбора расположения расчетных точек и конечных элементов, что позволяет с высокой точностью

аппроксимировать криволинейные границы датчика при ограниченном числе расчетных узлов.

Расчетная модель датчика. При формировании расчетной модели датчика ДЛП-80 было принято:

– длина магнитопровода (поз. 2 на рис. 1) – 300 мм;

– длина сердечника якоря – 140 мм;

– ОВ выполнена по всей длине магнитопровода.

Таким образом, задача моделирования была сведена к поиску варианта конфигурации и размещения вторичных обмоток датчика ДЛП-80, удовлетворяющего предъявляемым к нему техническим требованиям. Для решения данной задачи были проведены многочисленные проектные расчеты при различной конфигурации и геометрических размерах его вторичных обмоток.

В результате расчетов был выбран вариант с трехступенчатым распределением вторичных обмоток и их перекрытием в области нулевого положения подвижной части (рис. 2).

Расчеты вариантов исполнения датчика ДЛП-80 выполнялись в программном комплексе моделирования JMAG [4] в следующей последовательности:

а) формирование параметрической модели трехмерной геометрии датчика в редакторе JMAG-Designer с возможностью изменения геометрии датчика при проведении проектных исследований (рис. 3).

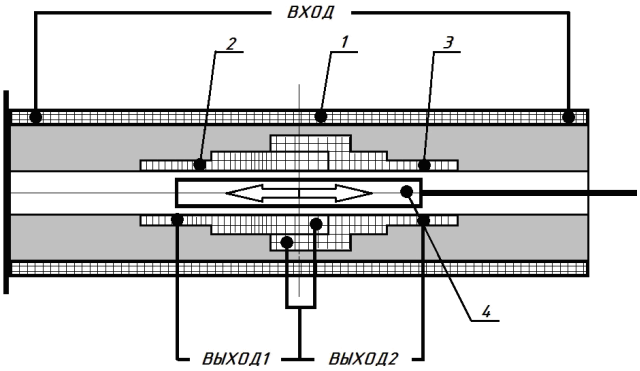


Рис. 2 – Конструктивная схема активной части датчика: *1* – ОВ; *2* – РО1; *3* – РО2; *4* – подвижная часть

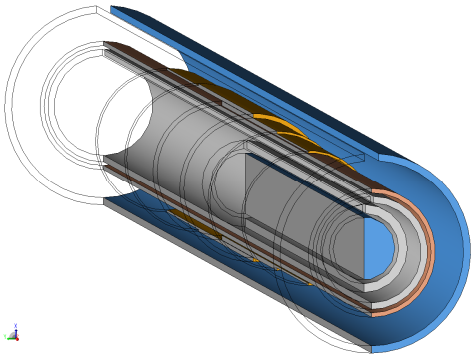


Рис. 3 – Геометрия расчетной области (сечение)

б) ввод свойств и характеристик материалов, применяемых в датчике, а также граничных условий. На границах расчетной области 3D модели приняты граничные условия Дирихле, при которых векторный магнитный потенциал на внешней границе равен нулю, т.е. магнитный поток за пределы области не выходит.

в) генерация трехмерной сетки конечных элементов в области расчета (рис. 4). Число элементов конечно-элементной сетки 3D модели составляет 220600. При таком числе элементов сетки достигается достаточно подробная аппроксимация криволинейной геометрии ДЛП-80.

г) формирование в редакторе JMAG-Designer схемы подключения обмоток, источника питания и виртуальных измерительных приборов.

д) задание напряжения ОВ в виде зависимости:

$$U = U_{\max} \cdot \sin\omega t\,, \qquad (4)$$

где $U_{\max} = 1{,}41 \cdot 6 = 8{,}46$ В;

$\omega = 2\pi \cdot f$; f = 2000 Гц;

t – время.

е) проведение расчетов. При подаче напряжения питания на ОВ имеет место переходный процесс изменения тока ОВ. Определение величин тока ОВ $I_{\text{ОВ}}$, напряжений на вторичных обмотках РО1 U_{2i} и РО2 U_{3i} выполняется для каждого положения якоря после завершения переходного процесса.

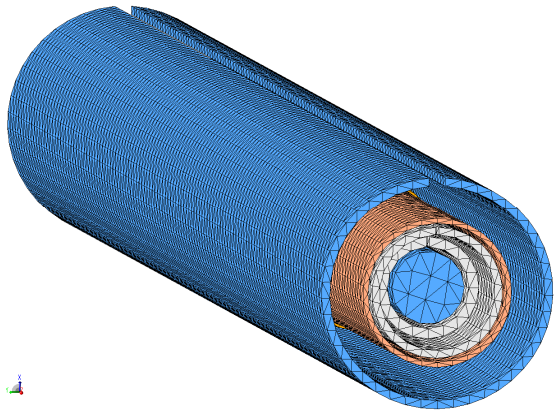
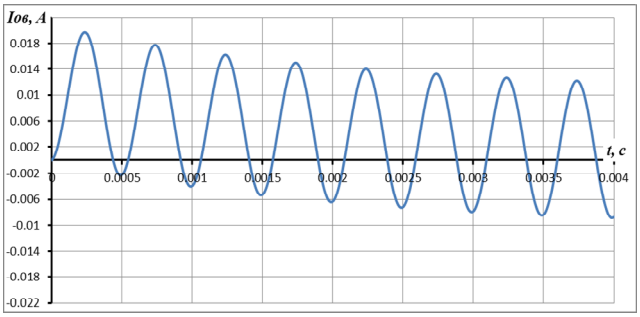


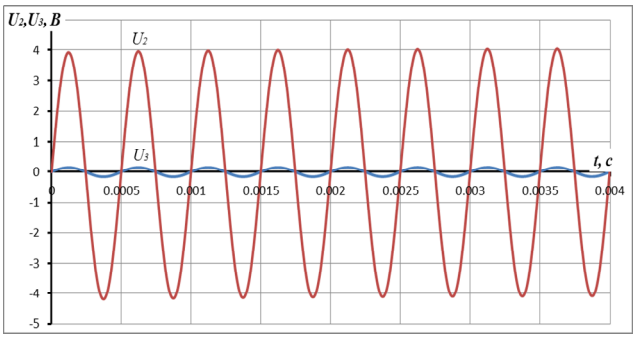
Рис. 4 – Трехмерная конечноэлементная модель датчика ДЛП-80

Решение дифференциальных уравнений, связывающих входное напряжение, ток, магнитный поток и ЭДС обмоток, выполняется численным интегрированием. Шаг интегрирования (дискрета) по времени в расчете переходного процесса принимается достаточно малым (0,00002 с), при котором синусоидальные функции тока (а) и напряжений датчика (б) практически не имеют искажений (рис. 5).

Из рис. 5 видно, что ток ОВ имеет периодическую и апериодическую (затухающую) составляющие.



а



б

Рис. 5 – Переходный процесс при подключении датчика ДЛП-80: *а* – синусоидальные функции тока; *б* –и напряжений датчика

Аналогичные составляющие имеет и магнитный поток. Апериодическая составляющая магнитного потока оказывает малое влияние на ЭДС вторичных обмоток. По этой причине переходный процесс изменения напряжения на вторичных обмотках завершается через два периода.

Результаты моделирования магнитного поля. Ниже показаны результаты расчета трехмерного магнитного поля датчика ДЛП-80 в виде распределения магнитной индукции для нулевого (рис. 6) и двух крайних (рис. 7, рис. 8) положений штока.

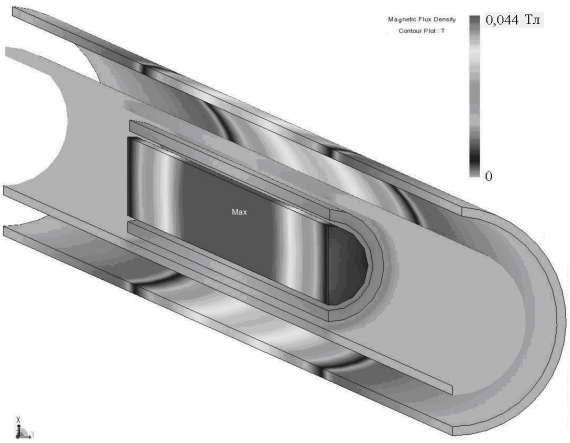


Рис. 6 – Распределение магнитной индукции при нулевом положении штока датчика ДЛП-80

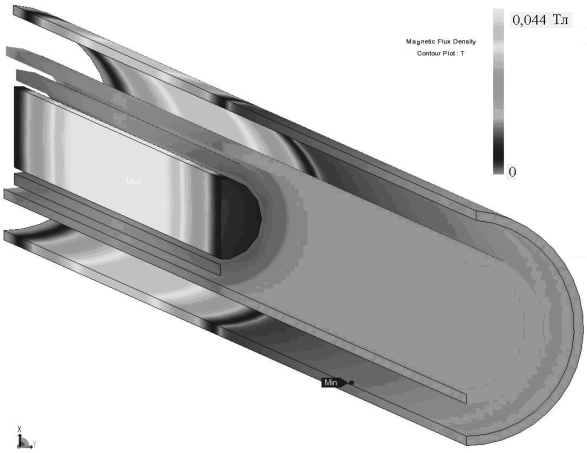


Рис. 7 – Распределение магнитной индукции в крайнем левом положении штока датчика ДЛП-80

На представленных рисунках заметно существенное проявление краевого эффекта при смещении якоря датчика в крайних положениях.

Кроме того, уровень магнитной индукции в участках магнитной цепи датчика достаточно низкий и, следовательно, такой фактор, как насыщение магнитных материалов, не оказывает влияния на свойства и характеристики датчика.

В результате расчетов изменяющегося во времени магнитного поля были получены зависимости выходных напряжений измерительных обмоток РО1 U_{2i} и РО2 U_{3i} от величины перемещения магнитопровода подвижной части, что позволило по формулам (1)-(3) рассчитать выходную характеристику датчика, оценить ее крутизну и нелинейность.

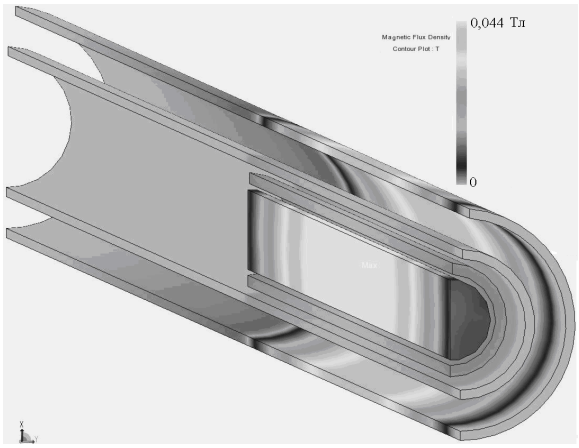


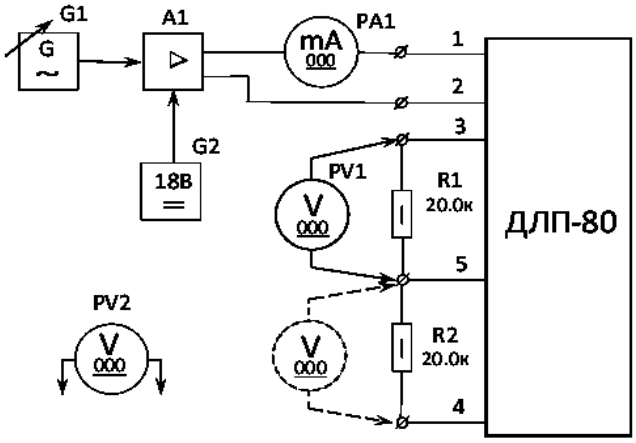
Рис. 8 – Распределение магнитной индукции в крайнем правом положении штока датчика ДЛП-80

Многовариантные расчеты дали возможность выбрать структуру активной части датчика, которая обеспечивает выходные характеристики, удовлетворяющие техническим требованиям к ДЛП-80. Для подтверждения работоспособности разработанного датчика, возможности реализации его

основных технических характеристик в ООО «Электротехника – Новые технологии» был изготовлен макетный образец датчика ДЛП-80 (рис. 9).

Рис. 9 – Макетный образец датчика ДЛП-80

Результаты исследований. Испытания макетного образца датчика ДЛП-80 проводились на оборудовании Государственного предприятия «КБ «Южное». Схема подключений датчика при испытаниях приведена на рис. 10.



G1 – генератор RIGOL DG4102; A1 – усилитель TDA-2003; PA1, PV1 – цифровой мультиметр В7–58/2; G2 – источник постоянного тока; PV2 – мультиметр APPA-207

Рис. 10 – Схема подключений датчика ДЛП-80 при испытаниях

В процессе экспериментальных исследований в зависимости от величины перемещения якоря датчика измерялся ток $I_{ОВ}$, а также напряжения U_2 и U_3 на вторичных обмотках РО1 и РО2 при напряжении питания 6 В, 2000 Гц.

Значение тока ОВ, полученное при моделировании находится на уровне $I_{ОВ} = 7{,}05$ мА, а при эксперименте – $I_{ОВ} = 7{,}8$ мА. При этом ток $I_{ОВ}$ при перемещении якоря датчика как при моделировании, так и в эксперименте изменяется менее, чем на 1,5 %.

На рис. 11 приведены зависимости напряжений U_2 и U_3 от перемещения якоря, полученные при моделировании ($U_{2Р}, U_{3Р}$) и в результате эксперимента ($U_{2Э}, U_{3Э}$). Из представленных результатов следует, что полученные в эксперименте и при моделировании значения напряжений U_2 и U_3 достаточно близки. Отличие расчета от эксперимента для максимальных значений напряжений составляет 5,5 %, а для напряжений при нулевом положении штока датчика – 4,5 %.

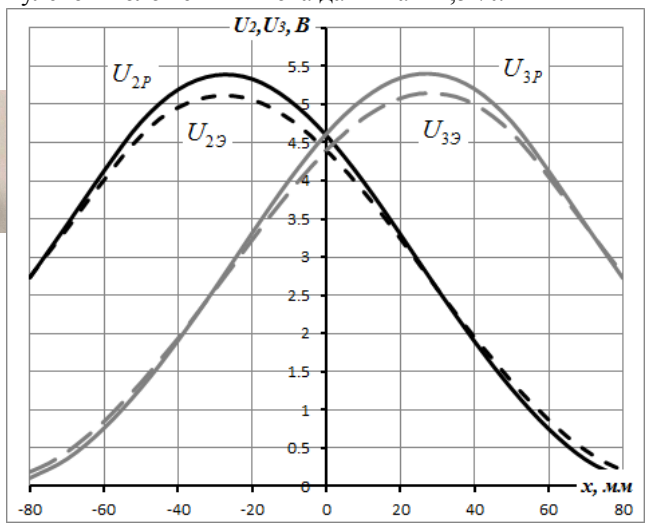


Рис. 11 – Зависимости напряжений на вторичных обмотках датчика от величины перемещения подвижной части

Полученные результаты моделирования и эксперимента позволили рассчитать по (1) выходные характеристики $\gamma = f(x)$ датчика. Данные характеристики представляют собой практически линейные зависимости:

– моделирование – $\gamma = 0{,}0115 \cdot x + 0{,}0021$;

– эксперимент – $\gamma = 0{,}0109 \cdot x + 0{,}0005$.

Величина достоверности аппроксимации для вышеуказанных уравнений $R^2 = 1$. Коэффициенты уравнений при x характеризуют крутизну выходной характеристики датчика. Видно, что эти коэффициенты при моделировании и эксперименте близки друг к другу и незначительно превышают величину крутизны, оговоренную в технических требованиях на датчик ДЛП-80.

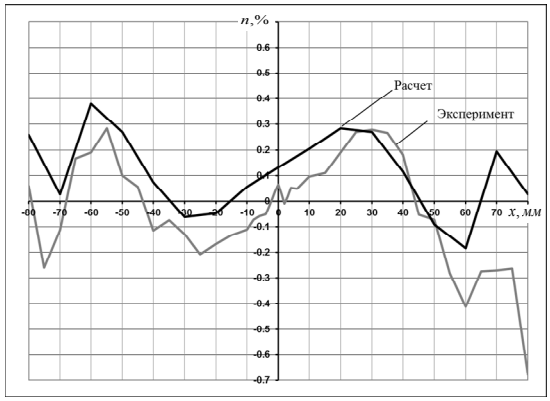


Рис. 12 – Зависимости нелинейности выходной характеристики датчика от величины перемещения подвижной части

На рис. 12 представлены зависимости нелинейности выходных характеристик, полученные по результатам моделирования и эксперимента.

Из рис. 12 следует, что и в расчете, и в эксперименте нелинейность не превышает 0,4 % во всем диа-

пазоне перемещения якоря датчика, за исключением смещения якоря на (+80) мм, где нелинейность составляет 0,7 %.

Выводы.

1. Моделирование датчика в программном комплексе JMAG позволило эффективно и в сжатые сроки провести многовариантные расчеты его активной части и выходных характеристик.

2. В результате расчетов получена конфигурация датчика, воплощенная в макетном образце ДЛП-80. Испытания макетного образца датчика ДЛП-80 подтвердили принципиальную работоспособность принятых проектных и конструктивных решений при его разработке. Полученные характеристики макетного образца датчика в основном соответствуют предъявляемым к нему техническим требованиям.

3. Разработанный датчик ДЛП-80 по своим техническим характеристикам превосходит близкий по диапазону измерения зарубежный датчик ЛДТ-6522 [5], у которого при перемещении якоря на ± 65 мм нелинейность выходной характеристики достигает 3,5 %. В то время как в разработанном датчике ДЛП-80 максимальное значение нелинейности выходной характеристики составляет 0,7 %. Кроме того, объем датчика ЛДТ-6522 и его масса на одну треть больше объема и массы датчика ДЛП-80 при существенно большем потреблении энергии датчиком ЛДТ-6522 от источника питания.

Список литературы

1. *Симон Д.А.* Исследование влияния транспозиции на выходные характеристики малогабаритного индукционного линейного датчика дифференциально-трансформаторного типа / *Д.А. Симон, О.П. Муравлев* // Современные техника и технологии : сборник трудов XX международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск : Изд-во ТПУ, 2014. – Т. 1. – С. 269-270.
2. *Симон Д.А.* Исследование выходных характеристик малогабаритного индукционного линейного датчика дифференциально-трансформаторного типа / *Д. А. Симон, О. П. Муравлев* // Современные техника и технологии. Сборник трудов XIX международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск : Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ), 2013. – Т. 1. – С. 347-348.
3. *Абрамовская А.В.* Исследование выходных характеристик малогабаритного индукционного линейного датчика дифференциально - трансформаторного типа с рабочим ходом штока ± 15 мм / *А. В. Абрамовская* // Энергетика, электромеханика и энергоэффективные технологии глазами молодежи : сборник трудов Российской молодежной научной конференции, 3-4 декабря 2013 г., Томск в 2 т. / Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ), 2013. – Т. 2. – С. 140-146.
4. Программное обеспечение для моделирования электромеханических систем JMAG-Designer / Корпорация JSOL, 2017. Режим доступа: https://www.jmag-international.com/products/jmag-designer/index.html – Дата обращения : 30 марта 2017.
5. Индукционный датчик линейных перемещений типа ЛДТ / УКРСПЕЦКОМПЛЕКТ, 2017. Режим доступа: http://ukrsk.com.ua/print_product_info.php?products_id=13052 – Дата обращения : 28 марта 2017.

References (transliterated)

1. Simon D.A. Muravlev O.P. Issledovanie vliyaniya traspoziciy na vihodnyiye haracteristiki malogabaritnoho inductionnoho lineynoho datchika differencialno-transformatornogo tipa [Study of transfer characteristics on the output characteristics of a small inductive linear sensor of a differential-transformer type]. *Sovremenniye technika i technologyy : sbornik trudov XX megdunarodnoy nauchno-technicheskoy konferencyy studentov, aspirantov i molodyh uchennyh* [Modern techniques and technologies: a collection of works of the XXth international scientific and practical conference of students, graduate students and young scientists]. Tomsk, TPU Publ., 2010, vol. 2, pp. 269-270.
2. Simon D.A. Muravlev O.P. Issledovanie vyhodnyh harakteristik malogabaritnogo indukcionnogo linejnogo datchika differencial'no-transformatornogo tipa [Examination of output characteristics of a small-size inductive linear sensor of a differential-transformer type.] *Sovremenniye technika i technologyy : sbornik trudov XX megdunarodnoy nauchno-technicheskoy konferencyy studentov, aspirantov i molodyh uchennyh*. [Modern techniques and technologies: a collection of works of the XXth international scientific and practical conference of students, graduate students and young scientists]. Tomsk, TPU Publ., 2013, vol. 1, pp. 347-348.
3. Abramovskaya A.V. Issledovanie vyhodnyh harakteristik malogabaritnogo indukcionnogo linejnogo datchika differencial'no - transformatornogo tipa s rabochim hodom shtoka ± 15 mm [Examination of output characteristics of a small inductive linear sensor of a differential-transformer type with a rod stroke of ± 15 mm]. *Enerchetika, elektromechanika i energoeffectivniye technologii molodegy: sbornik trudov Rossiuskoy molodegnoy nauchnoy konferencii. T.2. (3-4 decabriya 2013g. Tomsk)* [Energy, electromechanics and energy-efficient technologies through the eyes of youth: a collection of works of the Russian youth scientific conference, 3-4 December 2013, Tomsk]. Tomsk, TPU Publ. 2013, vol. 2, pp. 140-146.
4. *Programmnoe obespechenie dlja modelirovanija jelektromehanicheskih sistem JMAG-Designer* [FEA software for electromechanically design JMAG-Designer]. Available at : https://www.jmag-international.com/products/jmag-designer/index.html. (accessed 30.03.2017).
5. *Indukcionny datchik lineynich peremechenyy typa LDT* [Inductive linear displacement sensor type LDT]. Available at: http://ukrsk.com.ua/print_product_info.php?products_id=13052 - (accessed 28.03.2017).

Поступила (received) 24.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Розробка і дослідження давача лінійного переміщення / В. В. Рымша, І. М. Радимов, М. В. Гулий, І. П. Бабіч, О. А. Калініченко, М. П. Дєменко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 83–89. – Библиогр.: 5 назв. – ISSN 2409-9295.

Разработка и исследование датчика линейного перемещения / В. В. Рымша, И. Н. Радимов, М. В. Гулый, И. П. Бабич, А. А. Калиниченко, Н. П. Деменко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 83–89. – Бібліогр.: 5 назв. – ISSN 2409-9295.

Development and investigation of the linear displacement sensor / V. V. Rymsha, I. N. Radimov, M. V. Gulyy, I. P. Babich, A. A. Kalinichenko, N. P. Demenko // Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion». – Kharkiv : NTU «KhPI», 2017. – No. 1 (1223). – P. 83–89. – Bibliogr.: 5. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Римша Віталій Вікторович, доктор технічних наук, професор, ТОВ «Електротехніка – Нові технології», заступник директора, тел. +38(048)738-58-55; e-mail: office@ukrainemotors.com.ua.

Рымша Виталий Викторович, доктор технических наук, профессор, ООО «Электротехника – Новые технологии», заместитель директора, тел. +38(048)738-58-55; e-mail: office@ukrainemotors.com.ua.

Rymsha Vitaly Viktorovich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, «Electrotechnika – New technology» LTD, Deputy Director, tel. +38(048)738-58-55; e-mail: office@ukrainemotors.com.ua.

Радимов Ігор Миколайович, кандидат технічних наук, доцент, ТОВ «Електротехніка – Нові технології», засновник, тел. +38(048)738-58-55; e-mail: igor.radimov@gmail.com.

Радимов Игорь Николаевич, кандидат технических наук, доцент, ООО «Электротехника – Новые технологии», учередитель, тел. +38(048)738-58-55; e-mail: igor.radimov@gmail.com.

Radimov Igor Nikolaevich, Candidate of Technical Sciences, associate professor, «Electrotechnika – New technology» LTD, founder, tel. +38(048)738-58-55; e-mail: igor.radimov@gmail.com.

Гулий Михайло Вікторович, кандидат технічних наук, ТОВ «Електротехніка – Нові технології», головний електронік , тел. (048)738-58-55, e-mail: ukrainemotors@ukr.net.

Гулый Михаил Викторович, кандидат технічних наук, ООО «Электротехника – Новые технологии», главный электроник, тел. (048)738-58-55, e-mail: ukrainemotors@ukr.net.

Gulyy Michail Victorovich, Candidate of Technical Sciences, «Electrotechnika – New technology» LTD, Chief electronics, tel. +38 (048) 738-58-55, e-mail: ukrainemotors@ukr.net.

Бабіч Ігор Петрович, ДП «КБ «Південне», Головний конструктор та начальник конструкторського бюро приводів та спеціальних систем , тел. (056)770-85-96, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Бабич Игорь Петрович, ГП «КБ «Южное», Главный конструктор и начальник конструкторского бюро приводов и специальных систем, тел. (056)770-85-96, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Babych Igor Petrovich, State Design Office «Yuzhnoye», Chief Designer-Head of actuators, instruments and mechanisms, tel. +38 (056) 770-85-96, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Калініченко Олександр Андрійович, ДП «КБ «Південне», начальник відділу гідравлічних та електромеханічних приводів, тел. (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Калиниченко Александр Андреевич, ГП «КБ «Южное», начальник отдела гидравлических и электромеханических приводов, тел. (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Kalinichenko Aleksandr Andreevich, State Design Office «Yuzhnoye», Head of department of the hydraulic and electromechanical drives, tel. +38 (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Деменко Микола Прокопович, ДП «КБ «Південне», інженер-конструктор 1-ї категорії, тел. (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Деменко Николай Прокофьевич, ГП «КБ «Южное», инженер-конструктор 1-й категории, тел. (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

Demenko Nikolay Prokofiyevich, State Design Office «Yuzhnoye», design engineer of 1-st category, tel. +38 (0562)38-47-86, e-mail: info@yuzhnoye.com.

УДК 621.22-546

К. В. МАХОТИЛО, И. И. ЧЕРВОНЕНКО, В. С. КУЛЕШОВ, К. В. КУЛЕШОВА

СОЗДАНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ ЭНЕРГОГЕНЕРИРУЮЩИХ УЗЛОВ, ОБЪЕДИНЯЮЩИХ СТАНЦИИ НА ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКАХ ЭНЕРГИИ

Розглянуто задачу створення енергогенеруючих вузлів, які об'єднують вітрові та сонячні електростанції. На базі балансової моделі енерговузла досліджено вплив потужності ВЕС і СЕС та визначені коефіцієнти відносини встановленої потужності станції до потужності навантаження, що забезпечують необхідне добове вироблення енергії. Для підтримки миттєвого балансу потужності у вузлі запропоновано включити в його склад ГАЕС. Показана необхідність підвищення ефективності ГАЕС за рахунок застосування асинхронізованих синхронних генераторів і синтезована система автоматичного управління оборотними гідроагрегатами.

Ключові слова: сонячна електростанція, вітрова електростанцій, гідроакумулююча електростанцій, енерговузол, асинхронізований генератор, змінна частота обертання.

Рассмотрена задача создания энергогенерирующих узлов, объединяющих ветровые и солнечные электростанции. На базе балансовой модели энергоузла исследовано влияние мощности ВЭС и СЭС и определены коэффициенты отношения установленной мощности станции к мощности нагрузки, обеспечивающие требуемую суточную выработку энергии. Для поддержания мгновенного баланса мощности в узле предложено включить в его состав ГАЭС. Показана необходимость повышения эффективности ГАЭС за счет применения асинхронизированных синхронных генераторов и синтезирована система автоматического управления обратимыми гидроагрегатами.

Ключевые слова: солнечная электростанций, ветровая электростанций, гидроаккумулирующая электростанция, энергоузел, асинхронизированный генератор, переменная частота вращения.

The problem of creation of power generating nodes comprising wind and solar power stations is considered. The impact of the wind farm and the PV station capacities on the possibility of providing a generation and consumption balance in the power node was investigated based on its balance model. There are determined ratios of the plants installed capacities to the load power are, which ensure the required daily energy output. To ensure coverage of the daily load profile it is proposed to include the PSPP in the node. The daily operating modes of power station were analyzed and the ability of the PSPP to maintain an instantaneous power balance was shown. It is exposed the necessity of increasing the efficiency of the PSPP during work in the typical for the proposed power node sharply varying modes. For this, it is proposed to use asynchronized generators in the composition of reversible hydroelectric power unit of the PSPP. The automatic control system of the PSPP unit is synthesized, which allows ensuring its maximum efficiency when working with variable water pressure at the station. This opens up opportunities for creating efficient energy generating nodes based on renewable energy sources.

Keywords: solar power station, wind power station, pumped storage power plant, power generating node, asynchronized generator, variable speed.

.

Введение. Сейчас можно уверенно сказать, что мировая энергетика вступила в новый виток своего развития, характеризующийся постепенным отказом от органического топлива, такого как уголь, газ и нефть, и переходом на возобновляемые источники энергии (ВИЭ) [1]. Главным движителем этого процесса является стремление сократить вредные выбросы в окружающую среду, необратимо изменяющие климат планеты, и снизить потребление углеводородов, запасы которых стремительно снижаются.

Лидером по темпам развития среди всех видов ВИЭ являются ветровые (ВЭС) и солнечные (СЭС) электростанции [1, 2]. В последние годы по объемам инвестиций ВЭС и СЭС существенно опережают тепловые и атомные станции. Причем характерно то, что ветровая и солнечная энергетика наиболее динамично развивается в промышленно развитых странах, таких как Германия, Китай, США, Япония и т.д. [1, 3]. В Украине по состоянию на 1 января 2017 года эксплуатировались ВЭС суммарной мощностью более 420 МВт и СЭС суммарной мощностью более 430 МВт [4]. За 2016 год установленная мощность электростанций, работающих на ВИЭ увеличилась на 120 МВт в том числе и за счет малых ГЭС и биогазовых электростанций.

Однако стремительное увеличение генерации энергии на ВЭС и СЭС ставит новые проблемы перед энергосистемами. Значительные суточные и сезонные вариации мощности ВЭС и СЭС, негативно влияют на работу других электростанций и энергосистемы в целом. Одним из путей решения этой проблемы, является объединение ВЭС и СЭС в рамках электрогенерирующих узлов энергосистемы.

Это направление сейчас активно исследуется во всем мире [5-10]. Однако большинство предлагаемых решений связано с созданием автономных энергоузлов, питающие изолированный системы небольшой мощности. В основном это касается энергосистем островов [9, 10]. В то же время наибольшие преимущества от создания энергоузлов, в состав которых входят разнообразные ВИЭ, можно получить в рамках объединенных энергосистем.

Целью данной работы является обоснование возможности создания эффективных энергоузлов, в которые входят ВЭС, СЭС и ГАЭС в рамках объединенной энергосистемы Украины.

Энергогенерирующие узлы. В рамках энергогенерирующего узла возможно добиться сглаживания суточного графика генерации за счет разного характера зависимости мощности ВЭС и СЭС от метеоусловий, а также значительно снизить вероятность полного отсутствия генерации. Это хорошо видно на рис. 1, где показаны нормированные к номинальной установленной мощности станции графики генерации энергии на СЭС ($P^*_{\text{СЭС}}$) и ВЭС ($P^*_{\text{ВЭС}}$), расположенных в полосе 50° с.ш., за июль 2016 г. [11]. Сравнив графики, можно сделать вывод,

© К. В. Махотило, И. И. Червоненко, В. С. Кулешов, К. В. Кулешова, 2017

что прямой зависимости между $P^*_{\text{СЭС}}$ и $P^*_{\text{ВЭС}}$ нет. Выработка на ВЭС может быть большой и при солнечной погоде (дни 5, 10, 11), и в пасмурные дни (дни 2, 13). Безветренные дни могут быть как пасмурными (дни 12, 31), так и солнечными (дни 1, 4, 7). Благодаря этому, работая совместно ВЭС и СЭС могут компенсировать вариации мощности друг друга.

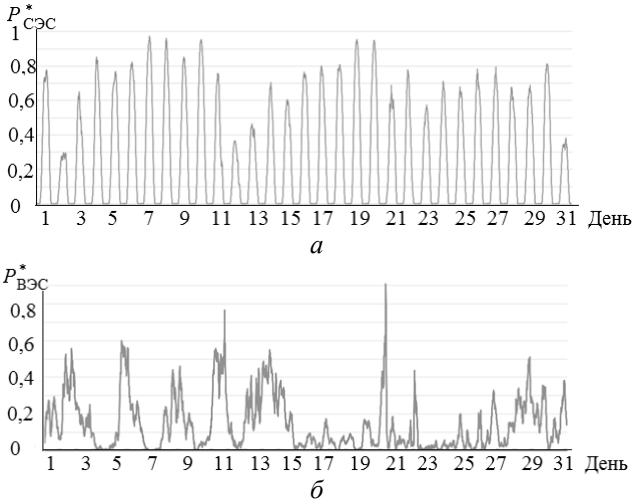


Рис. 1 – Мощность электростанций в относительных единицах в июле: *а* – СЭС; *б* – ВЭС

Другим преимуществом энергогенерирующих узлов является способность обеспечить потребности отдельного узла нагрузки, что позволяет применять их в системах с распределенной генерацией энергии [12-14]. Наличие источников энергии в непосредственной близости от нагрузки увеличивает надежность энергоснабжения потребителей, повышает устойчивость энергосистемы и способствует снижению потерь в сетях.

Область применения таких гибридных энергогенерирующих узлов очень широкая и они могут решать большой спектр задач, в том числе и обеспечение автономности энергоснабжения конкретного потребителя или группы потребителей. Конфигурации энергоузла, также могут быть разнообразными и включать, как традиционные источники энергии вместе с СЭС и ВЭС, так и различные накопители электрической энергии.

Повышение эффективности работы энергогенерирующих узлов. Для исследования режимов работы энергогенерирующих узлов, в состав которых входят СЭС и ВЭС, на основе описанных в [15-18] подходах предложена балансовая модель, учитывающая характерные для Украины метеоусловия и режимы потребления энергии. Все графики выработки электростанций, входящих в состав узла, заданы на основе типичных графиков суточных изменений скорости ветра и солнечной инсоляции в разное время года. Мощность электрической нагрузки потребителя также задана с учетом сезонных факторов. Моделирование работы узла осуществляется в относительных единицах, где за базу взят годовой максимум мощности нагрузки. Установленная мощность электростанций задается с помощью коэффициентов $k_{\text{ВЭС}}$ и $k_{\text{СЭС}}$, равных отношению мощности станции к максимальной мощности нагрузки.

Разработанная модель позволила проанализировать режимы работы энергоузла в разные сезоны года, оценить возможный объем генерации электрической энергии и определить параметры электростанций, входящих в его состав, при которых будет достигаться полное покрытие потребностей потребителя при типичных вариациях метеоусловий.

Влияние величин установленных мощностей СЭС и ВЭС на баланс в узле показан на рис. 2 для зимнего сезона. Как видно, зимой суточный баланс потребления и генерации электроэнергии в узле ($\Delta W^* = 0$) может быть достигнут только при условии, что мощность СЭС и ВЭС в 6,5 раз превышает мощность нагрузки. Такой уровень соотношения означает высокую стоимость сооружения ВЭС и СЭС, а также значительный избыток генерации в узле в летнем сезоне. Кроме того, достижение суточного баланса энергии в узле не означает возможность обеспечения моментального баланса мощностей в каждом часе суток.

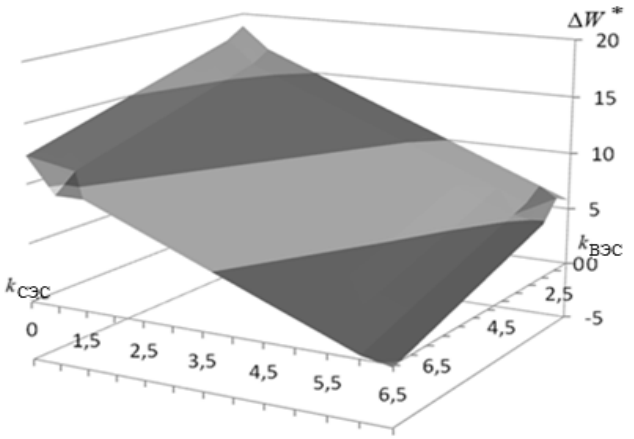


Рис. 2 – Разница между суточным потреблением и генерацией энергии в узле в зависимости от мощностей СЭС и ВЭС (зима)

Одним из возможных путей снижения величин $k_{\text{ВЭС}}$ и $k_{\text{СЭС}}$, требуемых для гарантированного покрытия нагрузки в любой момент времени, и повышения эффективности работы узла является использование накопителей электроэнергии. Аккумулирование позволяет перераспределить потоки мощности между временными периодами, где генерация превышает потребления и где наблюдается отрицательный баланс. Также возникает возможность повысить общую надежность энергоснабжения в узле.

Анализ существующих способов аккумулирования энергии показывает, что наиболее эффективными способами хранения энергии являются химические аккумуляторы, но при существенных мощностях потребителя и электростанций – лучше использовать гидроаккумулирующие электростанции. На сегодняшний день ГАЭС – это наиболее

распространенный способ хранения электрической энергии [19]. По сравнению с химическими аккумуляторами ГАЭС практически не ограничены по мощности агрегатов на станции и имеют на порядок более длительный срок эксплуатации.

На рис. 3 показана структура подключенного к объединенной энергосистеме (ОЭС) энергоузла, в состав которого входит СЭС, ВЭС и аккумулятор энергии (АК) [6, 17, 20]. В качестве АК рассматривается гидроаккумулирующая станция, а взаимодействие всех элементов организуется с помощью автоматической системы управления (СУ).

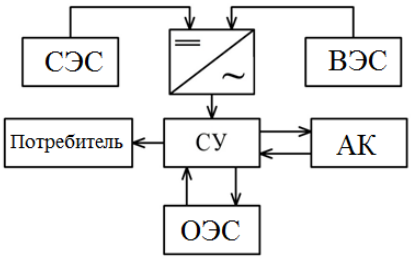


Рис. 3 – Структура энергогенерирующего узла

График генерации и потребления энергии в узле показан на рис. 4. Положительные значения мощности ГАЭС ($P_{АК}$) означают ее работу в генераторном режиме, а отрицательные – в насосном, т.е. в режиме накопления энергии путем закачки воды в верхний бассейн. Как видно, использование ГАЭС позволяет поддерживать баланс в узле и обеспечить требуемый график нагрузки.

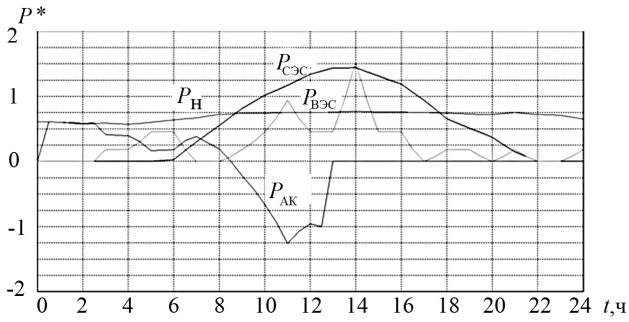


Рис. 4 – График генерации и потребления энергии в узле

Повышение эффективности ГАЭС при работе в составе энергогенерирующих узлов. Результат проведенного моделирования работы энергоузла с АК показывают важную особенность. В отличие от обычной практики использования ГАЭС в ОЭС их работа в составе энергогенерирующих узлов будет характеризоваться более частыми в течении суток включениями станции как в турбинный, так и в насосный режим. Также более широкими будут диапазоны изменения рабочего напора и мощности. Как следствие, это приведет к тому, что обратимые агрегаты ГАЭС будут работать в режимах существенно отличных от номинальных, т.е. оптимальных для нее.

Проблема оптимума рабочей характеристики обратимой гидротурбины связана именно с тем, что она работает в двух режимах: турбинном и насосном [21]. Точки наивысшего КПД для каждого из режимов для одной турбины будут получены при частотах отличных от 50 Гц. Поэтому при проектировании проточной части рабочего колеса турбины изначально закладывается, что в насосном режиме работы при синхронной частоте рабочая характеристика турбины будет иметь практически линейный характер наиболее приближенный к точке максимального КПД. Исходя из этого в турбинном режиме работы эффективность гидроагрегата заведомо ниже, что приводит к недовыработке существенного объема электроэнергии. Анализ характеристик обратимых турбин Днестровской ГАЭС [22-25] показал, что работа с переменой частотой вращения позволит поднять их КПД на 2 %, за счет уменьшения расхода воды через рабочее колесо при поддержании мощности на постоянном уровне.

Наилучшим образом решить эту проблему и обеспечить необходимое качество электроэнергии даже при значительных изменениях частоты вращения ротора способны асинхронизированные синхронные гидрогенераторы (АСГГ). На сегодняшний день они нашли широкое применение на ТЭС и ГЭС, а также все чаще устанавливаются на ВЭС, где проблема работы с переменной частотой вращения особенно актуальна [26]. Мощность современных АСГГ может достигать 400 МВт [27]. Однако использование АСГГ, как генераторов энергоблока ГАЭС, усложнено из-за несовершенства системы управления и проблемам связанных с ее настройкой.

На рис. 5. представлена структурная схема системы возбуждения АСГГ, который имеет на роторе две взаимоперпендикулярные обмотки возбуждения [27-29].

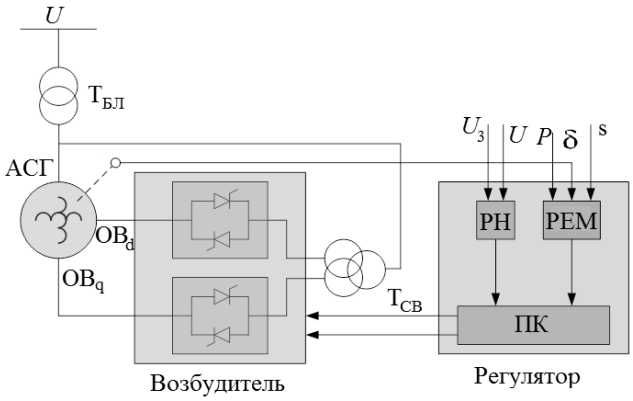


Рис. 5 – Структурная схема системы возбуждения АСГГ

Здесь $Т_{бл}$ – блочный трансформатор; $ОВ_d$, $ОВ_q$ – обмотки возбуждения по осям d и q; $ТВ_d$, $ТВ_q$ – тиристорные возбудители; $Т_{св}$ – трансформатор системы возбуждения; РН – регулятор напряжения; РЭМ – регулятор электромагнитного момента.

Система управления АСГД реализует принципиальную особенность асинхронизированных машин – независимость регулирования электромагнитного момента и напряжения [28, 30]. Еще одна особенность работы АСГГ по сравнению с обычными синхронными генераторами заключается в том, что в процессе работы в АСГГ частота тока

возбуждения может изменяться в зависимости от частоты вращения ротора генератора. При этом существует зависимость между частотой тока возбуждения, частотой вращения ротора генератора и частотой напряжения и тока на шинах электростанции [28]: $\omega_C = \omega_P - \omega_f$, где ω_C – частота напряжения в энергосистеме; ω_P – частота вращения ротора гидроагрегата; ω_f – частота тока возбуждения.

Из-за малости постоянной времени обмоток возбуждения, регулятор является быстродействующим и точным [26]. Это дает ряд преимуществ для создания регулятора частоты вращения гидроагрегатов, работающих с переменной частотой вращения, с целью повышения их КПД.

Учитывая то, что генератор может нормально работать как с синхронной частотой вращения, так и в режиме с переменной частотой вращения, необходимо разработать систему управления гидроагрегатом, которая обеспечит работу агрегата в двух режимах с постоянной и с переменной частотой вращения. Функциональная схема такой системы автоматического управления обратимым гидроагрегатом ГАЄС показана на рис. 6.

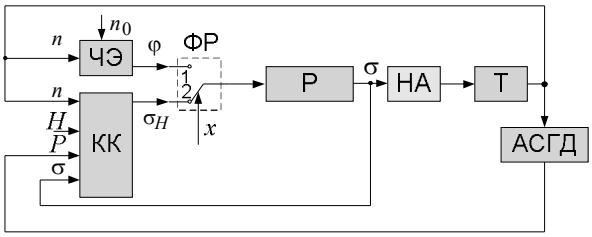


Рис. 6 – Функциональная схема системы управления обратимым гидроагрегатом

Она имеет переменную структуру, изменение которой происходит в зависимости от режима работы [31, 32]. Такие операции как пуск и останов агрегата, перевод с турбинного режима в насосный и наоборот, обеспечение динамики переходных процессов, осуществляет штатный регулятор частоты вращения, обеспечивая поддержание частоты вращения ротора турбины на уровне 50 Гц. А после набора мощности при установившемся рабочем процессе регулятор изменяет структуру и обеспечивает коррекцию КПД турбины за счет изменения открытия направляющего аппарата и, тем самым, изменения расхода воды через проточную часть турбины, и изменение частоты вращения ротора гидроагрегата.

На рис. 7 показана зависимость КПД турбины (η) и расхода воды через рабочее колесо (Q) от напора (H) при постоянной мощности турбины, при синхронной частоте вращения (показано сплошной линией) и при переменной частоте вращения (показано пунктирной линией). Приведенный график показывает, что при изменении частоты вращения ротора гидроагрегата в турбинном режиме работы, даже при номинальном напоре можно добиться повышения КПД за счет уменьшения расхода воды через проточную часть турбины. Для ГАЭС это позволит еще увеличить продолжительность интервала работы в генераторном режиме при том же объеме срабатываемой воды [33].

Приведенные на рис. 7 зависимости параметров рабочего процесса были получены при допущении изменения частоты вращения робота на 10 % от номинального значения, т.е. при снижении ее до 45 Гц.

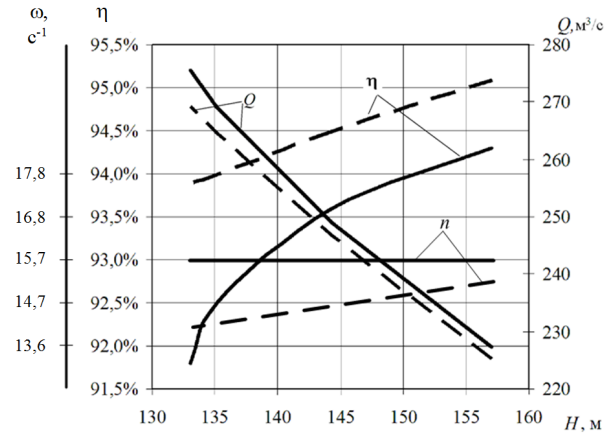


Рис. 7 – Зависимость η, Q от H при n=const (сплошная линия) и n=var (пунктирная линия)

Предложенный метод построения САУ предусматривает изменение структуры электрогидравлического регулятора частоты вращения турбины в зависимости от поставленных перед САУ задач, направленных, с одной стороны на обеспечение всех штатных режимов работы энергоблока и надлежащего уровня качества регулирования при переходных процессах, связанных с резкими изменениями ее нагрузки, а с другой стороны, на коррекцию КПД гидротурбин, связанных с изменением напора.

Предложенная система управления обратимым гидроагрегатом ГАЭС с асинхронизированным гидрогенератором способна обеспечить максимальный КПД ГАЭС в составе энергоузла при работе в режимах, определяемых производительностью ВЭС и СЭС.

Это открывает перспективы к созданию объединенных энергоузлов различной мощности, как путь широкого внедрения возобновляемых источников энергии в существующую структуру объединенной энергосистемы Украины.

Выводы.

1. Обоснована целесообразность объединения солнечных и ветровых электростанций в рамках энергогенерирующего узла, с помощью математической модели определено соотношение установленных мощностей электрических станций к мощности нагрузки, при которых будет достигаться суточный баланс выработанной энергии в узле.

2. Доказана необходимость включения в состав энергогенерирующего узла накопителей энергии, в частности гидроаккумулирующих станций. Это позволит обеспечить мгновенный энергобаланс в узле, т.е. обеспечить требуемый характер графика генерации.

3. Энергоузел, в состав которого входят СЭС, ВЭС и ГАЭС, способен обеспечить автономное энергоснабжения отдельного потребителя, что дает возможность применять его как распределенную генерацию в объединенной энергетической системе.

4. Для повышения КПД обратимого гидроагрегата ГАЭС в составе энергоузла предложено использовать асинхронизированный синхронный гидрогенератор.

5. Предложен и обоснован метод построения САУ, который предусматривает изменение структуры штатного регулятора частоты вращения турбины в зависимости от режимов его работы, в том числе и коррекцию КПД гидроагрегата. Такой подход является новым с точки зрения построения САУ обратимых гидроагрегатов и позволяет повысить эффективность работы ГАЭС совместно с ВЭС и СЭС.

Список литературы

1. International Renewable Energy Agency Renewable Capacity Statistics 2017. Available at: http:// www.irena.org /menu/ index.aspx?mnu=Subcat&PriMenuID=36&CatID=141&SubcatID=3831 (accessed 12.01.2017).
2. European network of transmission system operators for electricity. Statistics Available at: https://www.entsoe.eu/ publications/ statistics/Pages/default.aspx (accessed 30,.03.2017).
3. Мировая єнергетическая статистика. Ежегодник 2016. Совокупное потребление энергии – Режим доступа : https://yearbook.enerdata.ru – Дата обращения : 29 января 2017.
4. *Державне агенство з енергоефективності та енергозбереження України*. Інформація щодо потужності та обсягів виробництва електроенергії об'єктами відновлюваної електроенергетики, які працюють за «зеленим» тарифом. – Режим доступу : http://saee.gov.ua/uk/news/1545 – Дата звернення : 5 січня 2017.
5. *Артюх С. Ф.* Предпосылки к созданию энергогенерирующих узлов гибридного типа на базе возобновляемых источников энергии / *С. Ф. Артюх, К. В. Махотило, К. В. Сапельников* // Наукові праці ДонНТУ. Серія: «Електротехніка і енергетика» 2015, № 17, С. 13-16.
6. *Ma T.* Technical feasibility study on a standalone hybrid solar-wind system with pumped hydro storage for a remote island in Hong Kong / *T. Ma* // Renewable energy. – 2014. – Т. 69. – Р. 7-15.
7. *Zhou W.* Current status of research on optimum sizing of stand-alone hybrid solar–wind power generation systems/ *W. Zhou* //Applied Energy. – 2010. – Т. 87. – №. 2. – Р. 380-389.
8. *Tina G.* Hybrid solar/wind power system probabilistic modelling for long-term performance assessment / *G. Tina, S. Gagliano, S. Raiti* //Solar energy. – 2006. – Т. 80. – №. 5. – С. 578-588.
9. *Papaefthymiou S. V.* A wind-hydro-pumped storage station leading to high RES penetration in the autonomous island system of Ikaria /*S. V. Papaefthymiou* // IEEE Transactions on Sustainable Energy. – 2010. – Т. 1. – №. 3. – С. 163-172.
10. *Anagnostopoulos J. S.* Study of hybrid wind-hydro power plants operation and performance in the autonomous electricity system of Crete Island / *J. S Anagnostopoulos, D. E. Papantonis* // Recent Advances in Energy, Environment and Economic Development.
11. 50hertz. Grid Data. Available at: http://www.50hertz.com/en/GridData (accessed 20.03.2017)
12. Lopes J.A.P. Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities / *J. A. Pec as Lopes, N. Hatziargyriou, J. Mutale, P. Djapic, N. Jenkins* // Electric power systems research. – 2007. – Т. 77. – №. 9. – Р. 1189-1203.
13. *Ochoa L. F.* Minimizing energy losses: Optimal accommodation and smart operation of renewable distributed generation / *L. F. Ochoa, G. P. Harrison* // IEEE Transactions on Power Systems. – 2011. – Т. 26. – №. 1. – Р. 198-205.
14. *Keyhani A.* Design of smart power grid renewable energy systems / *A. Keyhani*. – John Wiley & Sons, 2016.
15. *Diaf S.* A methodology for optimal sizing of autonomous hybrid PV/wind system / *S. Diaf et al.* //Energy Policy. – 2007. – Т. 35. – №. 11. – Р. 5708-5718.
16. *Koutroulis E.* Methodology for optimal sizing of stand-alone photovoltaic/wind-generator systems using genetic algorithms / *E. Koutroulis et al.* //Solar energy. – 2006. – Т. 80. – №. 9. – Р. 1072-1088.
17. *Yang H.* A novel optimization sizing model for hybrid solar-wind power generation system / *H. Yang, L. Lu, W. Zhou* //Solar energy. – 2007. – Т. 81. – №. 1. – С. 76-84.
18. *Lim J. H.* Optimal combination and sizing of a new and renewable hybrid generation system / *J. H. Lim* //International Journal of Future Generation Communication and Networking. – 2012. – Т. 5. – №. 2. – С. 43-59.
19. Energy Storage Association. Pumped Hydroelectric Storage. Available at: http://energystorage.org/energy-storage/t echnologies/ pumped-hydroelectric-storage (accessed 07.02.2017).
20. *Arsie I.* A model of a hybrid power plant with wind turbines and compressed air energy storage / *I. Arsie et al.* //ASME 2005 Power Conference. – American Society of Mechanical Engineers, 2005. – P. 987-1000.
21. *Червоненко І.І.* Структурний синтез системи автоматичного управління оборотних гідроагрегатів, які працюють зі змінною частотою обертання : дис… канд. техн. наук. : 05.13.07 / *Червоненко Іван Ігорович* – НТУ «ХПІ»., 2016. – 140 с.
22. *Артюх С.Ф.* Заощадження енергоресурсів за рахунок підвищення ефективності використання гідроагрегатів при їх роботі зі змінною частотою обертання / *С.Ф. Артюх, І.І. Червоненко* // Енергетика, економіка, технології, екологія. Науковий журнал.– Київ: НТУУ «КПІ». – 2014. –№2(36). – С. 7-10.
23. *Артюх С. Ф.* Повышение энергоэффективности гидроаккумулирующих электростанций / *С. Ф Артюх, В. В. Галат, В. В. Кузьмин, И. И. Червоненко, Ю. Г. Шакарян, П. В Сокур* // Электрические станции. – 2014. –№ 8.–С. 33-37.
24. *Artyukh S. F.* Improving the energy efficiency of Pumped-storage power plants/ *S. F. Artyukh, V. V. Galat, V. V. Kuz'min, I. I. Chervonenko, Yu. G. Shakaryan, and P. V. Sokur* // Power Technology and Engineering. – 2015.– № 5. – pp. 396-399.
25. Merino J. M. Varspeed generator boosts efficiency and operating flexibility of hydropower plant / J. M. Merino, A. Lopez // ABB Review. – 2012. – № 3. – P. 33-38.
26. *Yanagisawa T.* Transient Analysis of Converter-Fed Adjustable Speed Generator-Motor for the Pumped Storage Power Plant / *T. Yanagisawa, T. Kageyama, K. Okamura, K.Kusunoki, T. Taguchi, M. Abe, H. Kaneko* // Electrical Engineering in Japan. – 1996. – Vol. 116, Issue 2. – P. 63-76.
27. *Лабунец И. А.* Опыт эксплуатации и перспективы применения в энергосистемах России мощных асинхронизированных турбогенераторов / *И. А. Лабунец, Ю.Г. Шакарян, В.Е Зинаков* // М. : Электро. – 2000. – №2. – С. 9-17.
28. *Шакарян Ю. Г.* Асинхронизированные синхронные машины Т. 2. / *Ю.Г. Шакарян.* – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 192 с.
29. *Сидельников Б. В.* Обоснование и разработка рациональной конструкции обмотки возбуждения асинхронизированных генератор-двигателей с целью повышения их энергоэффективности и эксплуатационной надежности / *Б. В. Сидельников, И. К. Кобяков* //Технико-технологические проблемы сервиса. – 2014. – №. 4 (30). – с. 30-37.
30. *Мещеряков В. Н.* Возможности машины двойного питания в отношении двухзонного регулирования / *В. Н. Мещеряков, Д. В. Безденежных* // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2010. – №. 1. – С. 26-29.
31. *Артюх С. Ф.* Синтез системи управління оборотними гідроагрегатами ГАЕС, які працюють зі змінною частотою обертання / *С. Ф. Артюх, І. І. Червоненко* // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2015. – №. 3. – С. 86-90.
32. *Артюх С. Ф.* Определение точности моделирования системы управления обратимыми гидроагрегатами Днестровской ГАЭС / *С. Ф. Артюх, И. И. Червоненко, С .В. Борщев* // Вісник Нац. техн. ун-ту "ХПІ" : зб. наук. пр. Темат. вип. : Енергетика: надійність та енергоефективність. – Харків : НТУ "ХПІ". – 2016. – № 3 (1175). – С. 3-9.
33. *Червоненко И.И* Исследование динамических свойств системы управления обратимых гидроагрегатов, работающих с переменной частотой вращения / *И.И. Червоненко* // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – Харьков.–2015, № 3/2 (75). – С.60-65.

References (transliterated)

1. International Renewable Energy Agency Renewable Capacity Statistics 2017. Available at: http://www.irena.org/ menu/ index.aspx?mnu=Subcat&PriMenuID=36&CatID=141&SubcatID=3831 (accessed 12.01.2017).
2. European network of transmission system operators for electricity. Statistics Available at: https://www.entsoe.eu/ publications/ statistics/Pages/default.aspx (accessed 30.03.2017).
3. Mirovaya energeticheskaya statistika. Ezhegodnik 2016. Sovokupnoe potreblenie ehnergii [World energy statistics. Yearbook 2016. Total energy consumption] Available at: https://yearbook.enerdata.ru. (accessed 29.01.2017).
4. Derzhavne agenstvo z energoefektivnosti ta energozberezhennya Ukraïni. Informaciya shchodo potuzhnosti ta obsyagiv virobnictva elektroenergiï ob'єktami vidnovlyuvanoï elektroenergetiki, yaki pracyuyut' za «zelenim» tarifom. [The state Agency on energy efficiency and energy saving of Ukraine. Information on capacity and volumes of electricity generation by renewable electricity, which work under "green" tariff]. Available at: http://saee.gov.ua/uk/news/1545 (accessed 05.01.2017).
5. Artyuh S. F., Mahotilo K. V., Sapel'nikov K. V. Predposylki k sozdaniyu ehnergogeneriruyushchih uzlov gibridnogo tipa na baze vozobnovlyaemyh istochnikov ehnergii [Preconditions for the creation of power generating nodes hybrid type on the basis of renewable energy sources]. *Naukovi praci DonNTU. Seriya: «Elektrotekhnika i energetika»*. 2015, no. 17, pp. 13-16.
6. Ma T. Technical feasibility study on a standalone hybrid solar-wind system with pumped hydro storage for a remote island in Hong Kong. *Renewable energy*. 2014, T. 69, pp. 7-15.
7. Zhou W. Current status of research on optimum sizing of stand-alone hybrid solar–wind power generation systems. *Applied Energy*. 2010, T. 87. no. 2., pp. 380-389.
8. Tina G., Gagliano S., Raiti S. Hybrid solar/wind power system probabilistic modelling for long-term performance assessment. *Solar energy*. 2006, T. 80,no. 5, pp. 578-588.
9. Papaefthymiou S. V. A wind-hydro-pumped storage station leading to high RES penetration in the autonomous island system of Ikaria. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2010, T. 1, no. 3, pp. 163-172.
10. Anagnostopoulos J. S., Papantonis D. E. Study of hybrid wind-hydro power plants operation and performance in the autonomous electricity system of Crete Island. *Recent Advances in Energy, Environment and Economic Development*.
11. 50hertz. Grid Data. Available at: http://www.50hertz.com/en/Grid-Data (accessed 20.03.2017).
12. Lopes J. A. P., Hatziargyriou N., Mutale J., Djapic P., Jenkins N. Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities. *Electric power systems research*. 2007, T. 77, no. 9, pp. 1189-1203.
13. Ochoa L. F., Harrison G. P. Minimizing energy losses: Optimal accommodation and smart operation of renewable distributed generation. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2011, T. 26, no. 1, pp. 198-205.
14. Keyhani A & Sons. Design of smart power grid renewable energy systems. 2016.
15. Diaf S. et al. A methodology for optimal sizing of autonomous hybrid PV/wind system. *Energy Policy*. 2007, T. 35, no. 11, pp. 5708-5718.
16. Koutroulis E. et al. Methodology for optimal sizing of stand-alone photovoltaic/wind-generator systems using genetic algorithms // *Solar energy*. 2006, T. 80, no. 9, pp. 1072-1088.
17. Yang H., Lu L., Zhou W. A novel optimization sizing model for hybrid solar-wind power generation system. *Solar energy*. 2007, T. 81. no. 1, pp. 76-84.
18. Lim J. H. Optimal combination and sizing of a new and renewable hybrid generation system. *International Journal of Future Generation Communication and Networking*. 2012, T. 5, no. 2, pp. 43-59.
19. Energy Storage Association. Pumped Hydroelectric Storage. Available at:http://energystorage.org/energy-storage/ technologies/ pumped-hydroelectric-storage (accessed 07.02.2017).
20. Arsie I. et al. A model of a hybrid power plant with wind turbines and compressed air energy storage. *ASME 2005 Power Conference. – American Society of Mechanical Engineers*. 2005, pp. 987-1000.
21. Chervonenko I.I. *Strukturnij sintez sistemi avtomatichnogo upravlinnya oborotnih gidroagregativ, yaki pracyuyut' zi zminnoyu chastotoyu obertannya dis. ... kand. tekhn. nauk*. 05.13.07 [Structural synthesis of automatic control system reversible hydraulic units working with variable speed Candidateeng. sci. diss.(Ph. D.)]. NTU «HPI», 2016.140 p.
22. Artyuh S.F., CHervonenko I.I. Zaoshchadzhennya energoresursiv za rahunok pidvishchennya efektivnosti vikoristannya gidroagregativ pri ïh roboti zi zminnoyu chastotoyu obertannya [Energy savings by improving the efficiency of generating units in operation with variable speed]. *Energetika, ekonomika, tekhnologiï, ekologiya. Naukovij zhurnal*. 2014, no. 2(36), pp. 7-10.
23. Artyuh S. F., Galat V. V., Kuz'min V. V., Chervonenko I. I., Shakaryan YU. G., Sokur P. V. Povyshenie ehnergoehffektivnosti gidroakkumuliruyushchih ehlektrostancij [The energy efficiency of pumped storage plants]. *Elektricheskie stancii*. 2014, no. 8, pp. 33–37.
24. Artyukh S. F., Galat V. V., Kuz'min V. V., Chervonenko I. I. , Shakaryan Yu. G., and Sokur P. V. Improving the energy efficiency of Pumped-storage power plants. *Power Technology and Engineering*. 2015, no. 5. pp. 396-399.
25. Merino J. M., Lopez, A. ABB Varspeed generator boosts efficiency and operating flexibility of hydropower plant. *ABB Review*. 1996, no. 3, pp 33–38.
26. Yanagisawa T. Kageyama T., Okamura K., Kusunoki K., Taguchi T. , Abe M., Kaneko H. Transient Analysis of Converter-Fed Adjustable Speed Generator-Motor for the Pumped Storage Power Plant. *Electrical Engineering in Japan*. 1996. Vol. 116, Issue 2, pp. 63-76.
27. Labunec I. A. Shakaryan YU.G., Zinakov V.E. Opyt ehkspluatacii i perspektivy primeneniya v ehnergosistemah Rossii moshchnyh asinhronizirovannyh turbogeneratorov [Operation experience and perspectives of application in power systems of Russia powerful asynchronized turbogenerators]. *Elektro*. 2000, no. 2. pp. 9-17.
28. Shakaryan YU. G. *Asinhronizirovannye sinhronnye mashiny* [Asynchronized synchronous machine]. Moskow, EHnergoatomizdat. 1984. T. 2, 192 p.
29. Sidel'nikov B. V., Kobyakov I. K. Obosnovanie i razrabotka racional'noj konstrukcii obmotki vozbuzhdeniya asinhronizirovannyh generator-dvigatelej s cel'yu povysheniya ih ehnergoehffektivnosti i ehkspluatacionnoj nadezhnosti [Substantiation and development of rational design of the field winding of asynchronized generator-engines with the aim of improving their energy efficiency and operational reliability]. *Tekhniko-tekhnologicheskie problemy servisa*. 2014, no. 4 (30). pp. 30-37.
30. Meshcheryakov V. N., Bezdenezhnyh D. V. Vozmozhnosti mashiny dvojnogo pitaniya v otnoshenii dvuhzonnogo regulirovaniya [The machine dual power supply in respect of two-zone regulation. *Elektrotekhnicheskie kompleksy i sistemy upravleniya*. 2010, no. 1, pp. 26-29.
31. Artyuh S. F., Chervonenko I. I. Sintez sistemi upravlinnya oborotnimi gidroagregatami GAES, yaki pracyuyut' zi zminnoyu chastotoyu obertannya [The synthesis of a control system reversible hydroelectric pumped storage plant that operate with variable speed]. *Visnik Vinnic'kogo politekhnichnogo institutu*. 2015, no. 3, pp. 86-90.
32. Artyuh S. F., CHervonenko I. I., Borshchev S .V. Opredelenie tochnosti modelirovaniya sistemy upravleniya obratimymi gidroagregatami Dnestrovskoj GAEHS [Determination of the accuracy of the simulation of the control system reversible hydraulic units of the Dniester PSP]. *Visnik Nac. tekhn. un-tu "HPI" : zb. nauk. pr. Temat. vip. : Energetika: nadijnist' ta energoefektivnist'*. – Harkiv : NTU "HPI", 2016, no. 3 (1175), pp. 3-9.
33. Chervonenko I.I Issledovanie dinamicheskih svojstv sistemy upravleniya obratimyh gidroagregatov, rabotayushchih s peremennoj chastotoj vrashcheniya [Study of dynamic properties of the control system reversible hydraulic units working with variable speed]. *Vostochno-Evropejskij zhurnal peredovyh tekhnologij*. 2015, no. 3/2 (75), pp. 60-65.

Поступила (received) 25.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Створення ефективних енергогенеруючих вузлів, які об'єднують станції на поновлюваних джерелах енергії / К. В. Махотіло, І. І. Червоненко, В. С. Кулєшов, К. В. Кулєшова // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії"**.** – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 90–96. – Библиогр.: 33 назв. – ISSN 2409-9295.

Создание эффективных энергогенерирующих узлов, объединяющих станции на возобновляемых источниках энергии / К. В. Махотило, И. И. Червоненко, В. С. Кулешов, К. В. Кулешова // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії"**.** – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 90–96. – Библиогр.: 33 назв. – ISSN 2409-9295.

Creation of efficient power generating nodes uniting renewable energy power plants / K. V. Makhotilo, I. I. Chervonenko, V. S. Kuleshov, K. V. Kuleshova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 90–96. – Bibliogr.: 33. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Махотіло Костянтин Володимирович – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри електричних станцій, тел. (057) 707-65-45; e-mail: kvmahotilo@gmail.com.

Махотило Константин Владимирович – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры электрических станций, тел. (057) 707-65-45; e-mail: kvmahotilo@gmail.com.

Makhotilo Kostiantyn Volodymyrovych **–** Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of the Department of Electric Power Stations, (057) 707-65-45; e-mail: kvmahotilo@gmail.com.

Червоненко Іван Ігорович **–** кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри електричних станцій, тел. (057) 707-62-76; e-mail: iichervonenko@gmail.com.

Червоненко Иван Игоревич – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры электрических станций, тел. (057) 707-62-76; e-mail: iichervonenko@gmail.com.

Chervonenko Ivan Igorevych. – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Lecturer at the Department of Electric Power Stations**,** (057) 707-62-76; e-mail: iichervonenko@gmail.com.

Кулешов Владислав Сергійович **–** студент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», (099) 310-99-50; e-mail: k.v.serheevich@gmail.com.

Кулешов Владислав Сергеевич – студент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», (099) 310-99-50; e-mail: k.v.serheevich@gmail.com.

Kuleshov Vladislav Sergeevych – student, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», (099) 310-99-50; e-mail: k.v.serheevich@gmail.com.

Кулешова Христина Володимирівна **–** студент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», (099) 310-99-50; e-mail: kuleshova.kv@gmail.com.

Кулешова Кристина Владимировна – студент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», (099) 310-99-50; e-mail: kuleshova.kv@gmail.com.

Kuleshova Kristina Volodymyrovna – student, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», (099) 310-99-50; e-mail: kuleshova.kv@gmail.com.

УДК 621.313.2

Л. І. МАЗУРЕНКО, О. В. БІБІК, В. Г. КЛИМЕНКО, М. О. ШИХНЕНКО

ОЦІНКА МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА У СКЛАДІ ВЕРСТАТ-ГОЙДАЛКИ

Розроблено імітаційну модель приводу верстат-гойдалки на основі вентильно–реактивного двигуна (ВРД) з врахуванням періодичного навантаження. Момент навантаження на кривошипі верстат-гойдалки в залежності від кута його повороту розрахований графо-аналітичним методом. За результатами досліджень електромеханічних процесів ВРД визначено раціональні способи регулювання частоти обертання ротора, які забезпечують стабілізацію частоти обертання кривошипа та енергоефективність приводу верстат-гойдалки.

Ключові слова: вентильно-реактивний двигун, верстат-гойдалка, імітаційна модель, регулювання та стабілізація частоти обертання двигуна, енергоефективність.

Разработана имитационная модель привода станка-качалки на основе вентильно-реактивного двигателя (ВРД) с учетом периодической нагрузки. Момент нагрузки на кривошипе станка-качалки в зависимости от угла его поворота рассчитан графо-аналитическим методом. По результатам исследований электромеханических процессов ВРД определены рациональные способы регулирования частоты вращения ротора, которые обеспечивают стабилизацию частоты вращения кривошипа и энергоэффективность привода станка-качалки.

Ключевые слова: вентильно–реактивний двигатель, станок-качалка, имитационная модель, регулирование и стабилизация частоты вращения двигателя, энергоэффективность.

A simulation model of the machine-rocking chair based on the switched reluctance motor is developed taking into account the periodic load. The load torque at the crank of the machine-rocking chair, depending on the angle of its rotation, is calculated graphical-nalytical method. According to the research of electromechanical processes of the SRM defined the rational methods of the rotor speed control, which provide a range of stabilization of the crank speed, and the efficiency of the machine-rocking chair drive energy. The possibility of applying the SRM as a drive for the machine-rocking chair on the basis of technological requirements is estimated.

Keywords: switched reluctance motor, the machine-rocking chair, simulation model adjustment and stabilization of the engine speed, energy efficiency.

Вступ. В сучасних штангових нафтовидобувних насосних установках використовують в основному нерегульовані асинхронні трифазні електродвигуни потужністю від 1,7 до 55 кВт. Електродвигуни верстат-гойдалок працюють в умовах періодичного навантаження та зі значними величинами максимального і пускового моментів. Довготривалий період їх роботи в режимі холостого ходу та недовантаження призводять до зниження енергоефективності приводу і неоптимальному використанню енергоресурсів [1,2,4]. Тому регулювання частоти обертання двигунів і відповідно частоти обертання кривошипа для даних об’ктів є важливим і необхідним.

Перспективними для таких об’єктів є асинхронні електродвигуни (АД) з перетворювачами частоти [5], альтернативу яким створюють регульовані синхронні вентильні двигуни (СД) з електромагнітним збудженням або збудженням від постійних магнітів (СДПМ), а також вентильно-реактивні двигуни (ВРД) [2]. Останні в порівнянні з АД більш прості і надійні, мають вищий (на 2...5 %) коефіцієнт корисної дії (ККД) та меншу (в 1,5...2 рази) трудомісткість при виготовленні [3]. Вартість ВРД істотно нижча, ніж СДПМ [6]. Тому авторами [7] запропоновано для приводу свердловинних штангових насосів використовувати вентильно-реактивний привод, частота обертання якого змінюється системою керування в залежності від показів датчиків контролю за дебітом свердловини, що дозволить підвищити ККД двигуна і енергоефективність роботи верстат-гойдалки та електромеханічної системи у цілому.

Обґрунтування можливості використання ВРД у складі верстат-гойдалки можна зробити на основі аналізу характеристик їх робочих режимів методами математичного моделювання. Слід відзначити невелику кількість наукових праць в даному напрямку [2].

Метою статті є розроблення імітаційної моделі вентильно-реактивного приводу з навантаженням характерним для верстат-гойдалки, дослідження режимів його роботи та оцінка можливості використання у складі верстат-гойдалки.

Імітаційна модель приводу верстат-гойдалки з ВРД розроблена у середовищі MATLAB – Simulink з використанням бібліотеки SymPowerSystems [8]. Модель (рис. 1) представлена блоками джерела живлення (Three–Phase Source), трифазного випрямляча напруги (Universal Bridge), індукторної машини (SRM), несиметричного напівпровідникового перетворювача (Converter), датчиків положення ротора (Position Sensor), регулятора частоти обертання (Speed Control), регулятора фазного струму (Current Control), моменту навантаження верстат-гойдалки (Torque) та блоком для вимірювання струму, напруги і потужності, яка споживається (Multimeter).

Керування приводом з ВРД здійснюється системою керування, яка реалізує три канали регулювання: за струмом, напругою та кутами вмикання ($\theta_{вм}$) та вимкнення ($\theta_{вим}$) (підключення обмотки ВРД до джерела напруги та її відключення).

Датчик положення ротора визначає кут розташування ротора θ по відношенню до початкового його значення. Блок контролю частоти розраховує та задає частоту обертання двигуна ω_r, що визначає частоту обертання кривошипа $n_{кр}$. При цьому частота коливань верстат-гойдалки повинна бути у діапазоні від 5 до 15 гойдань за хвилину.

© Л. І. Мазуренко, О.В. Бібік, В.Г. Клименко, .О. Шихненко, 2017

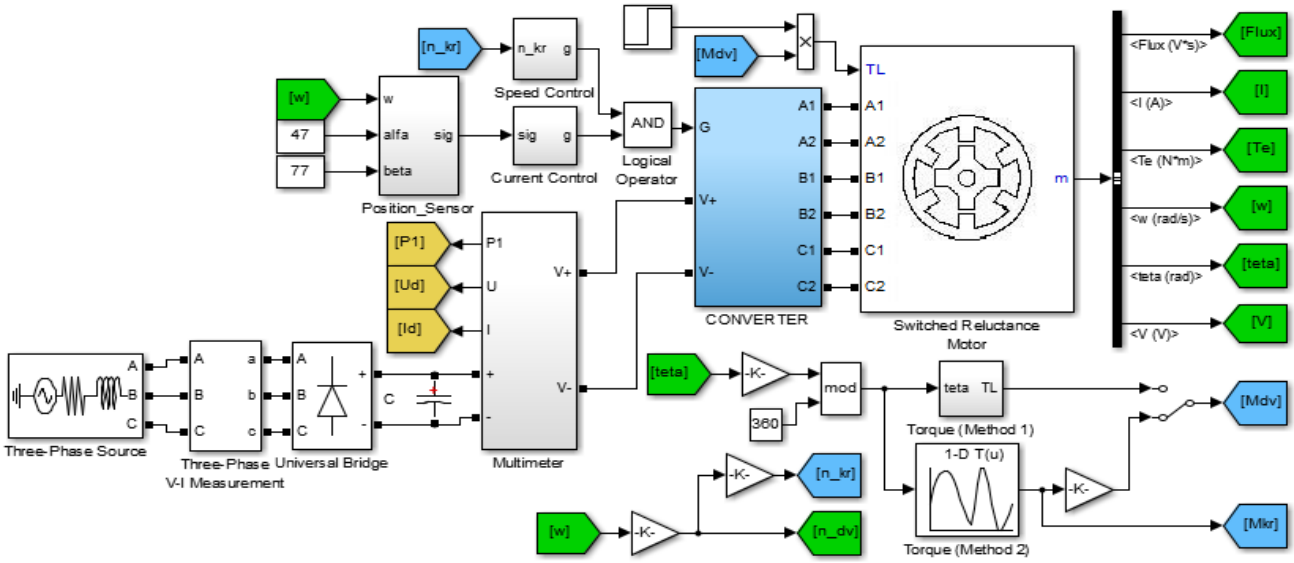


Рис. 1 – Імітаційна модель приводу верстат-гойдалки з ВРД

Блок моменту навантаження реалізує періодичну залежність моменту на кривошипі зрівноваженої верстат-гойдалки від кута його повороту, яку розраховано графо-аналітичним методом [4]. Залежності моменту навантаження верстат–гойдалки від кута повороту кривошипа $\theta_{кр}$ (для номінального середнього значення цього моменту $M_{крн}$=18,4 кН·м та його зменшених значень ($M_{кр1}$=0,8 $M_{крн}$; $M_{кр2}$=0,7 $M_{крн}$; $M_{кр3}$=0,45 $M_{крн}$) показано на рис. 2.

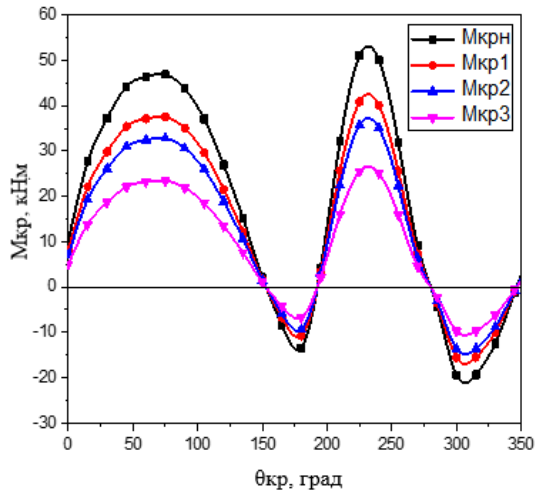


Рис. 2 – Залежності моментів навантаження верстат-гойдалки від кута повороту кривошипа

Дослідження режимів роботи ВРД конфігурації 6/4 потужністю 60 кВт за напруги живлення U = 380 В проведено для верстат-гойдалки в якої $M_{кр} = M_{крн}$ = 18,4 кН·м, момент інерції приводу 3000 кгм/с^2, передаточне число редуктора $k_{ред}$=200. Досліджено вплив кутів вмикання і вимкнення на частоту обертання двигуна і кривошипа та ККД. Результати досліджень за постійного кута комутації ($\theta_к=\theta_{вим}-\theta_{вм}$=30°) представлено в табл. 1.

Таблиця 1 – Вплив кутів комутації ВРД на його частоту обертання та ККД

$\theta_{вм}$, град	$\theta_{вим}$, град	ω_r, рад/с	$n_{кр}$, об/хв	P_1, кВт	P_2, кВт	η, %
42	72	344	16,5	36,7	34	92,7
45	75	343	16,4	36,2	33,9	93,6
46	76	320	15,5	34,2	31,6	93,3
47	77	302	14,4	31,9	29,6	93,1
48	78	279	13,5	29,5	27,3	92,4
50	80	222	10,6	23,7	21,4	90,4
52	82	156	7,5	17,3	14,9	86,0

За результатами досліджень визначено кути комутації $\theta_{вм}$ = 47° і $\theta_{вим}$ = 77°, які забезпечують роботу двигуна з високим значенням ККД (93,1 %), і при цьому його частота обертання не перевищує допустиму верхню межу частоти кривошипа верстат-гойдалки – 15 об/хв. Для цих кутів комутації розраховано залежності частоти обертання (рис. 3) та ККД двигуна (рис. 4) від моменту навантаження.

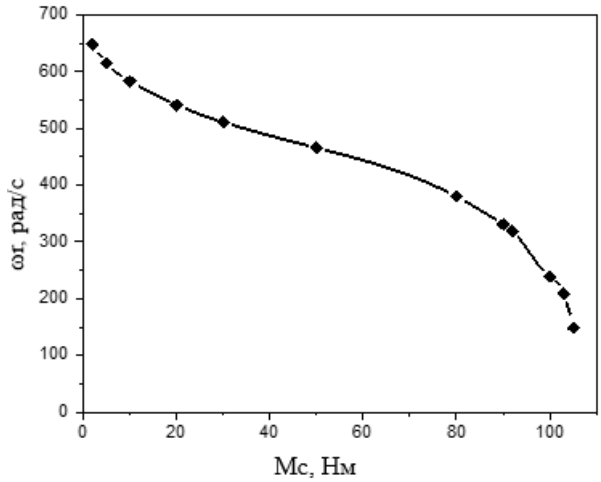


Рис. 3 – Залежність частоти обертання ВРД від моменту навантаження

Дані, що наведені у табл. 1, свідчать про можливість регулювання частоти обертання двигуна в діапазоні 150...300 рад/с. Регулювання частоти обертання ВРД в цьому діапазоні дозволяє отримати ККД двигуна 86...93 %.

Досліджено вплив моменту навантаження верстат-гойдалки на частоту обертання кривошипа (U = 400 В, $\theta_{вм}$=47° і $\theta_{вим}$=77°) та її стабілізацію при зміні напруги живлення (табл. 2).

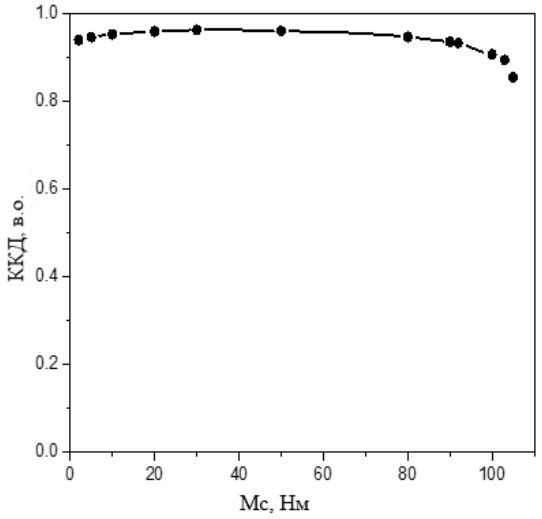


Рис. 4 – Залежність ККД ВРД від моменту навантаження

Таблиця 2 – Вплив моменту навантаження верстат-гойдалки на частоту обертання кривошипа та її стабілізація при U = var

$M_{кр}$	U = const		U = var		Зниження напруги, %
	U, В	$n_{кр}$, об/хв	U, В	$n_{кр}$, об/хв	
$M_{крн}$	400	15,46	360	14	10
$M_{кр1}$	400	19,25	320	15,65	20
$M_{кр2}$	400	20,7	300	15,6	25
$M_{кр3}$	400	22,5	270	15,5	32,5

Результати розрахунків показали, що стабілізація частоти коливань кривошипа на рівні 15 об/хв при зміні навантаження в діапазоні (1...0,45) $M_{крн}$ досягається регулюванням напруги живлення у діапазоні 360…270 В.

Висновки.

Розроблено імітаційну модель приводу верстат-гойдалки з вентильно-реактивним двигуном, яка представлена блоками джерела живлення, трифазного випрямляча, індукторної машини, несиметричного напівпровідникового перетворювача, датчиків положення ротора, регулятора частоти обертання, регулятора фазного струму, блоком для вимірювання струму, напруги і потужності, яка споживається, та блоком завдання моменту навантаження, характерного для зрівноваженої верстат-гойдалки.

За результатами досліджень робочих режимів ВРД з періодичним навантаженням, характерним для верстат-гойдалки, встановлено, що регулювання кутів комутації призводить до зміни потужності на валу, при цьому ККД електроприводу верстат-гойдалки варіюється в діапазоні 86...93 %.

Показана можливість стабілізації частоти обертання кривошипа на рівні 15 об/хв за зміни навантаження верстат-гойдалки (1...0,45) $M_{сн}$ шляхом регулювання напруги живлення у діапазоні 360…270 В.

Підходи до регулювання частоти обертання ВРД шляхом зміни напруги живлення та кутів комутації забезпечують технологічні вимоги до верстат-гойдалок, що дозволяє рекомендувати вентильно-реактивний привод для використання у їх складі.

Список літератури

1. *Бойко В. С.* Розробка та експлуатація нафтових родовищ / *В. С. Бойко*. – К. : Реал Прінт, 2004. – 695 с.
2. *Егоров А. В.* Альтернативное применение и моделирование вентильного электропривода в штанговых скважинных насосных установках / *А. В. Егоров, А. С. Улюмджиев* // Труды РГУ нефти и газа им. И. М. Губкина. – 2012. – № 267, вип. 2. – С. 32-46.
3. *Кузнецов В. А.* Вентильно-индукторные двигатели / *В. А. Кузнецов, В. А. Кузьмичев*. – М. : Издательство МЭИ, 2003. – 70 с.
4. *Лозинський О. Ю.* Дослідження електроприводу штангової глибинонасосної установки / *О. Ю. Лозинський, Б. С. Калужний, А. В. Маляр* // Технічна електродинаміка. – Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 4. – С. 69-72.
5. *Маляр А. В.* Система автоматичного керування роботою штангової глибиннопомпової установки з врахуванням дебіту пласта / *А. В. Маляр, Б. С. Калужний, А. С. Андрейшин* // Наук. пр. Донецького націон. техн. ун-ту. Сер.: Електротехніка і енергетика. – 2011. – № 186, вип. 11. – С. 267-270.
6. *Москаленко В. В.* Электрический привод / *В. В. Москаленко*. – М. : Академия, 2007. – 368 с.
7. *Бібік О. В.* Пат. 98824, Україна. Верстат-гойдалка з регульованим приводом / *О. В. Бібік, С. В. Зайченко, В. Г. Клименко [та ін]*. – 2015.
8. *Черных И. В.* Моделирование электромеханических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink / *И. В. Черних* – М. : ДМК Пресс; СПб. : Питер, 2008. – 288 с.

References (transliterated)

1. Bojko V. S. *Rozrobka ta ekspluataciya naftovy`x rodovy`shh* [Development and operation of oil fields]. Kiev, Real Print Publ., 2004, 695 p.
2. Egorov A. V., Ulyumdzhiev A. S. Alternativnoe primenenie i modelirovanie ventilnogo elektroprivoda v shtangovyih skvazhinnyih nasosnyih ustanovkah [Alternative application and simulation of a valve electric drive in rod borehole pumping units]. *Trudyi RGU nefti i gaza im. I. M. Gubkina* [Proceedings of Gubkin Russian State University of Oil and Gas]. Moskow, 2012, no. 267, issue 2, pp. 32-46.
3. Kuznetsov V. A. *Ventilno-induktornyie dvigateli* [Switched reluctance motors]. Moskow, Izdatelstvo MEI Publ., 2003, 70 p.
4. Lozynskyi O. Yu. Doslidzhennia elektropryvodu shtanhovoi hlybynonasosnoi ustanovky [Research of electric drives of the gland pumping unit]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk: "Problemy suchasnoi elektrotekhniky" Chast 4* [Technical electrodynamics. – "Topical issues of modern electrical output" Part 4]. Kiev, 2008, pp. 69-72.
5. Malyar A. V. Systema avtomatychnoho keruvannia robotoiu shtanhovoi hlybynnopompovoi ustanovky z vrakhuvanniam debitu plasta [The Automated Operation Control by Deep-Well Rod Pumping Unit with Account of Formation Flow Rate]. *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu Ser.: "Elektrotekhnika i enerhetyka"* [Scientific works of Donetsk National Technical University. Series: "Electrical engineering and power engineering"]. Donetsk, DonNTU Publ., 2011, pp. 267-270.

6. Moskalenko V. V. *Elektricheskiy privod* [Electric drive]. Moskow, Akademiya Publ., 2007, 368 p.
7. Bibik O. V. Ukraina. *Verstat-hoidalka z rehulovanym pryvodom* [Machine swing with adjustable driven]. Patent UA, no. 98824, 2015.
8. Chernyih I. V. *Modelirovanie elektromehanicheskih ustroystv v Matlab, SimPowerSystems i Simulink* [Simulation of electromechanical devices in Matlab, SimPowerSystems and Simulink]. Moskow, DMK Press Publ., Saint Petersburg, Piter Publ., 2008, 288 p.

Надійшла (received) 27.04.2017

«Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions»

Оцінка можливості використання вентильно-реактивного двигуна у складі верстат-гойдалки / Л. І. Мазуренко, О. В. Бібік, В. Г. Клименко, М. О. Шихненко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 97–100. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Оценка возможности использования вентильно-реактивных двигателей в составе станка-качалки / Л. И. Мазуренко, Е. В. Бибик, В. Г. Клименко, М. О. Шихненко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 97–100. – Библиогр.: 8 назв. - ISSN 2409-9295.

Evaluation of the use of switched reluctance motors in the machine-rocking chair unit / L. I. Mazurenko, O. V. Bibik, V. H. Klymenko, M. O. Shihnenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electrical machines and electromechanical energy conversion". – Kharkiv : NTU "KhPI», 2017. – No. 1 (1223). – P. 97–100. – Bibliogr.: 8. – ISSN 2409-9295.

«Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors»

Мазуренко Леонід Іванович, доктор технічних наук, професор, завідувач відділом електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Мазуренко Леонид Иванович, доктор технических наук, профессор, заведующий отделом электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Mazurenko Leonid Ivanovych, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Head of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-24-91; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Бібік Олена Василівна, кандидат технічних наук, доцент, старший науковий співробітник відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Бибик Елена Васильевна, кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник отдела электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Bibik Elena Vasylivna, Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Senior Research Officer of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-24-14; e-mail: bibik@ied.org.ua.

Клименко Вікторія Григорівна, науковий дослідник лабораторії роторної динаміки Корейського інституту науки і технологій; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Клименко Виктория Григорьевна, научный исследователь лаборатории роторной динамики Корейского института науки и технологий; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Klymenko Viktoriia Hryhorivna, scientific researcher of Laboratory of Rotor Dynamics of the Korea Institute of Science and Technology; tel.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Шихненко Максим Олегович, інженер відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Шихненко Максим Олегович, инженер отдела электромеханических систем Института электродинамики Национальной академии наук Украины; тел.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

Shihnenko Maksim Olegovych, engineer of Department of Electromechanical Systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine; tel.: (044) 366-25-72; e-mail: mlins@ied.org.ua.

УДК 621.313.333.2

В.С. ПЕТРУШИН, Р.Н. ЕНОКТАЕВ, О.И. ШЕСТАКОВ, Н.С. ПРОКОПЕНКО

УЧЕТ ПОТЕРЬ ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ В РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

Робочі характеристики частотно-регульованого асинхронного двигуна, що живиться від частотного перетворювача з автономним інвертором напруги і широтно-імпульсною модуляцією, розраховуються з урахуванням просторово-часових гармонійних складових. Для гармоніки, що враховується виконується розрахунок за Т-подібною схемою заміщення з використанням комплексного представлення електричних величин для кожної розглянутої навантажувально-регулювальної точки. Параметри схеми відповідної точки визначені з урахуванням насичення магнітопроводу і витіснення струму в обмотці ротора. За допомогою методу накладання здійснюється перехід від умовних двигунів гармонік до реального двигуну. Виконано зіставлення характеристик, отриманих експериментально і знайдених в результаті моделювання.

Ключові слова: асинхронний двигун, частотне керування, просторово-часові гармоніки, параметри схеми заміщення, математична модель, експериментальні дослідження.

Рабочие характеристики частотно-регулируемого асинхронного двигателя, питаемого от частотного преобразователя с автономным инвертором напряжения и широтно-импульсной модуляцией, рассчитываются с учетом пространственно-временных гармонических составляющих. Для учитываемой гармоники выполняется расчет по Т-образной схеме замещения с использованием комплексного представления электрических величин для каждой рассматриваемой нагрузочно-регулировочной точки. Параметры схемы соответствующей точки определены с учетом насыщения магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора. С помощью метода наложения осуществляется переход от условных двигателей гармоник к реальному двигателю. Выполнено сопоставление характеристик, полученных экспериментально и найденных в результате моделирования.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, частотное управление, пространственно-временные гармоники, параметры схемы замещения, математическая модель, экспериментальные исследования.

The operating characteristics of a frequency-controlled asynchronous motor fed from a frequency converter with an autonomous voltage inverter and pulse-width modulation are calculated taking into account the space-time harmonic components. For the considered harmonic, the T-shaped substitution scheme is calculated using a complex representation of the electrical quantities for each load-control point under consideration. The parameters of the circuit of the corresponding point are determined taking into account the saturation of the magnetic circuit and the displacement of the current in the winding of the rotor. Using the method of superposition, a transition is made from the conditioned motors to the real motor. A comparison of the characteristics obtained experimentally and found as a result of simulation is performed.

Keyword: induction motor, frequency control, space-time harmonics, equivalent circuit parameters, mathematical model, experimental studies.

Введение. Все более широкое применение находит регулируемый асинхронный электропривод (ЭП) с полупроводниковыми преобразователями частоты (ППЧ). Современные ППЧ на базе IGBT-транзисторов позволяют реализовывать наиболее рациональное управление – широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). В отличие от амплитудного регулирования, ШИМ характеризуется отсутствием высших временных гармонических (ВВГ) низших порядков (5, 7, ...). Однако наличие ВВГ высоких порядков в кривой питающего регулируемый асинхронный двигатель (РАД) напряжения, а также создаваемых ими высших пространственных гармоник (ВПГ) приводит к повышению электрических и магнитных потерь, увеличению нагрева, снижению энергетических показателей. Для учета этого необходима информация об эквивалентной схеме замещения двигателя для всего спектра гармоник при питании статорных обмоток [1]. Чтобы оценить это влияние в частном случае, необходимо проанализировать воздействие на двигатель выходного напряжения инвертора, зная его конкретный гармонический состав [2]. В ряде работ [3-7] предложены методики расчетов, учитывающих наличие временных гармоник в регулируемых асинхронных двигателях (РАД), но в этих методиках влиянием ВПГ магнитного поля в зазоре машины, как правило, пренебрегают, либо учитывают приближенно. Учет влияния совокупности высших пространственно-временных гармоник (ВПВГ), имеющих место в РАД при амплитудном регулировании, на механические характеристики двигателя рассмотрен в [8]. Для такого же регулирования выполнен анализ энергетических и тепловых показателей [9]. В тоже время целесообразно определить влияние учета совокупности ВПВГ на энергетические показатели при ШИМ-регулировании. Детальный анализ временных функций магнитной индукции может быть выполнен численно-полевым методом [10]. Для двухуровневых преобразователей в отсутствие различного рода фильтров потери от ВПВГ могут составить 10-20 % от основных потерь, т.е. от 1-2 % от номинальной мощности двигателя [2].

Цель работы. Определить влияние учета совокупности ВПВГ, имеющих место в частотном ЭП с ШИМ-регулированием, на энергетические показатели РАД.

Материалы и результаты исследований. Согласно методу суперпозиции реальный регулируемый асинхронный двигатель заменяется совокупностью условных двигателей, питаемых напряжениями соответствующих ВВГ. В свою очередь, каждый условный двигатель временной гармоники представлен статорной цепью и совокупностью условных роторных контуров, в которых действуют токи соответствующих пространственных гармоник. При этом параметры

© В.С. Петрушин, Р.Н. Енoктаев, О.И. Шестаков, Н.С. Прокопенко, 2017

схем замещения условных двигателей (рис.1), исключая активное сопротивление обмотки статора, в каждой рабочей точке диапазона регулирования меняются, в том числе и вследствие явлений насыщения магнитной системы и вытеснения тока в обмотке ротора [6], и имеют разные величины для различных гармоник. Поэтому на схеме они изображены как нелинейные. Для каждой рассматриваемой нагрузочно-регулировочной точки эти параметры предварительно определяются при выполнении электромагнитного расчета с учетом соответствующих значений напряжений и частот гармоник.

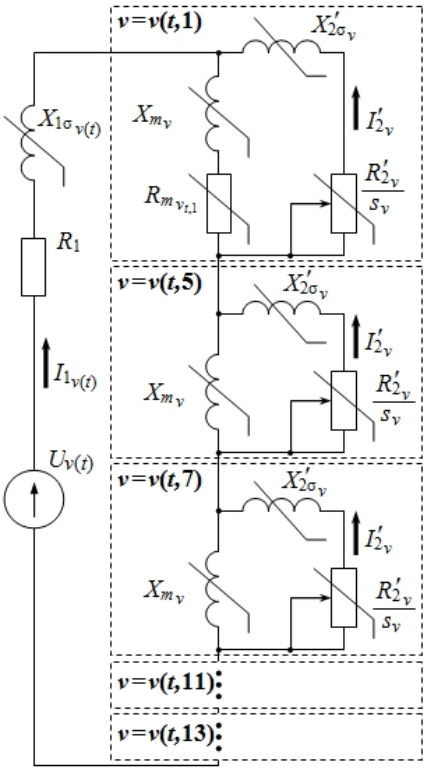


Рис. 1 – Схема замещения условного двигателя временной гармоники с учетом пространственных гармоник

Частота вращения ВПВГ определяется по выражению

$$n_{\nu(t,\alpha)} = 60 \cdot f_1 \cdot \frac{\nu(t)}{\nu(\alpha) \cdot p}, \qquad (1)$$

где f_1 – частота основной гармоники тока, $\nu(t)$ – номер временной гармоники, $\nu(\alpha)$ – относительная величина пространственной гармоники.

В качестве допущения при формировании схемы принято, что потери стали от высших пространственных гармоник пренебрежимо малы.

Скольжение $\nu(t,\alpha)$-й гармоники определяется в зависимости от скольжения по основной рабочей гармонике s_1:

$$s_{\nu(t,\alpha)} = 1 \pm \frac{\nu(\alpha)}{\nu(t)} \cdot (1 - s_1), \qquad (2)$$

где "-" для гармоник, вращающихся согласно с основной гармоникой $\nu_\alpha = 1$, а "+" – для гармоник, вращающихся встречно к основной гармонике $\nu_\alpha = 1$.

Эффективное значение тока статора соответствующей гармоники $I_{1\nu(t)}$ рассчитывается по формуле

$$I_{1\nu(t)} = \frac{U_{\nu(t)}}{\sqrt{(R_1 + R_{экв})^2 + (X_{1\sigma\nu(t)} + X_{экв})^2}}, \qquad (3)$$

где

$$R_{экв} = \sum_{\nu(t,\alpha)} s_{\nu(t,\alpha)} \cdot C_{\nu(t,\alpha)} \cdot R'_{2\nu(t,\alpha)}, \qquad (4)$$

$$X_{экв} = \sum_{\nu(t,\alpha)} X_{m\nu(t,\alpha)} - \sum_{\nu(t,\alpha)} s^2_{\nu(t,\alpha)} \cdot C_{\nu(t,\alpha)} \cdot \left(X_{m\nu(t,\alpha)} + X'_{2\nu(t,\alpha)}\right), \qquad (5)$$

$$C_{\nu(t,\alpha)} = \frac{X_{m\nu(t,\alpha)}}{R'^2_{2\nu(t,\alpha)} + s^2_{\nu(t,\alpha)} \cdot (X_{m\nu(t,\alpha)} + X'_{2\nu(t,\alpha)})^2}. \qquad (6)$$

Токи $I'_{2\nu(t,\alpha)}$ рассчитываются из уравнения электрического равновесия соответствующего роторного контура

$$I'_{2\nu(t,\alpha)} = \frac{s_{\nu(t,\alpha)} \cdot X_{m\nu(t,\alpha)} \cdot I_{1\nu(t)}}{\sqrt{R'^2_{2\nu(t,\alpha)} + s^2_{\nu(t,\alpha)} \cdot \left(X_{m\nu(t,\alpha)} + X'_{2\nu(t,\alpha)}\right)^2}}. \qquad (7)$$

Найденные токи позволяют определить

– действующее значение тока статора реального двигателя

$$I_1 = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} I_{1\nu}}, \qquad (8)$$

– активную потребляемую мощность

$$P_1 = \sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} P_{1\nu}, \qquad (9)$$

– суммарные потери, включающие электрические, в стали, добавочные и механические

$$\Delta P = \sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} \Delta P_{эл1\nu} + \sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} \Delta P_{эл2\nu} + \sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} \Delta P_{ст\nu} + \sum_{\nu=1}^{\nu_{кон}} \Delta P_{доб\nu} + \Delta P_{мех} \qquad (10)$$

– мощность на валу

$$P_2 = P_1 - \Delta P, \qquad (11)$$

– коэффициент полезного действия

$$\eta = P_2 / P_1 \qquad (12)$$

На кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета разработана модификация программного продукта DIMAS*Drive* [11], позволяющая проводить электромагнитные, электромеханические, тепловые расчеты регулируемых асинхронных двигателей с учетом ВПВГ.

Далее рассмотрен наиболее распространенный привод с транзисторным ПЧ с автономным инвертором напряжения и ШИМ-регулированием. Закон частотного регулирования был принят U/f = const. Транзисторный частотный преобразователь Altivar 28 Telemecanique обеспечивал питание асинхронного двигателя АИР71А2У3. Входное сетевое линейное напряжение во время эксперимента составляло 380 В. Преобразователь имел следующие настройки: U_N = 220 В и f_N= 50 Гц, частота модуляции 4 кГц. В результате теоретических и экспериментальных исследований получены характеристики для параметров регулирования 30 и 50 Гц. С целью определения энергетических показателей проводилось осциллографирование напряжения питания и потребляемого тока РАД и анализ их спектра.

На рис.2. приведен график напряжения статора, а также его спектральный анализ гармонического состава, полученный с помощью программы MATLAB, при параметре регулирования 50 Гц. Аналогично представляется возможность определить спектр гармоник для других частот (в частности 30 Гц). Из диаграммы FFT analysis (блок Powergui, быстрое преобразование Фурье) видно, что помимо первой (основной) гармоники в гармоническом составе присутствуют высшие гармоники, амплитуды которых, в зависимости от номера гармоники, меняются [12].

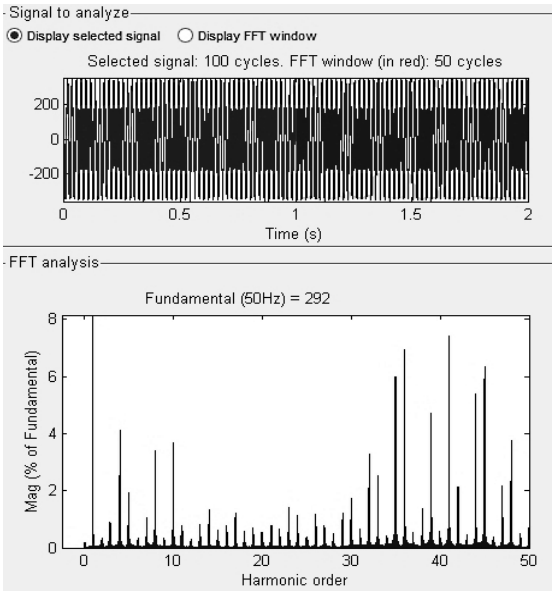


Рис. 2 – Спектр фазного напряжения РАД при питании от ППЧ под нагрузкой

На рис.3 – 6 представлены некоторые рабочие характеристики двигателя. В процессе эксперимента

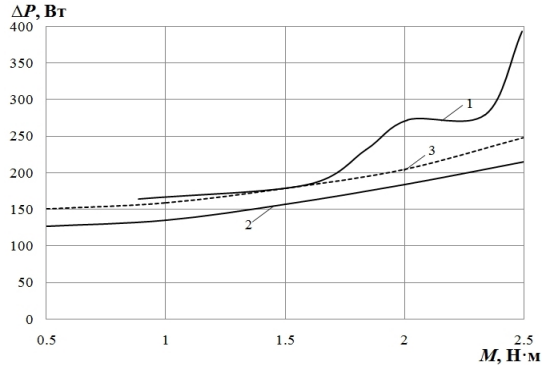


Рис.3 – Изменение суммарных потерь двигателя при частоте 50 Гц: 1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета ВПВГ; 3 – моделирование с учетом с учетом ВПВГ

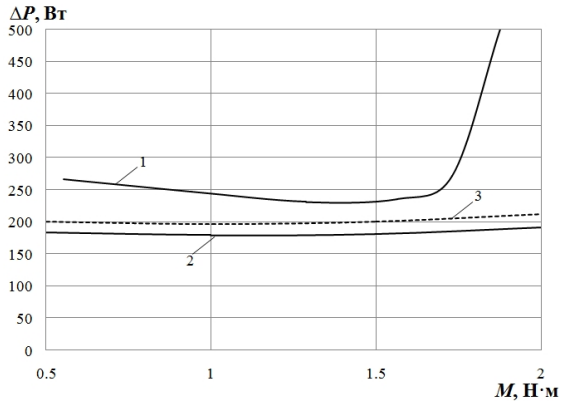


Рис. 4 – Изменение суммарных потерь двигателя при частоте 30 Гц: 1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета ВПВГ; 3 – моделирование с учетом с учетом ВПВГ

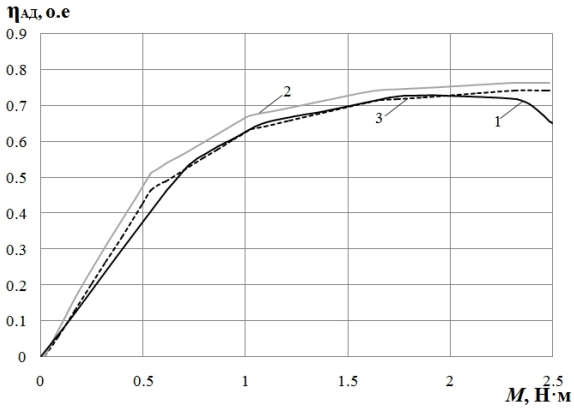


Рис. 5 – Изменение КПД двигателя при частоте 50 Гц: 1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета ВПВГ; 3 – моделирование с учетом с учетом ВПВГ

осциллографировались токи и напряжения с помощью устройства BORDO- 421 и затем, с использованием разработанной на базе MATLAB программы "Обработка результатов", было произведено построение в функции времени кривых изменения анализируемых переменных. Исходя из результатов гармонического анализа при моделировании без учета высших гармоник РАД питается синусоидальным напряжением 206.5 В при 50 Гц и 138.6 В при 30 Гц. Для получения характеристик при наличии высших гармоник учитывалась полигармоничность выходного напряжения ПЧ.

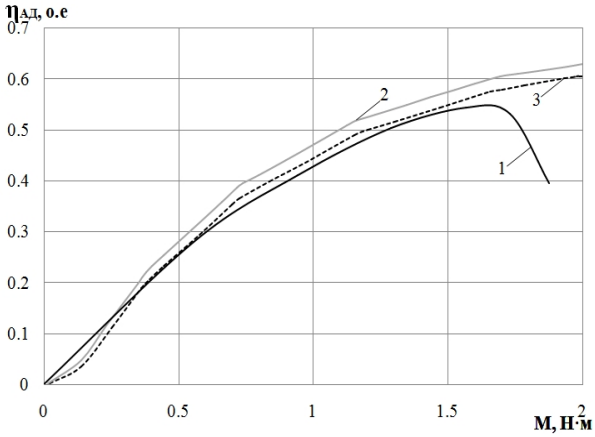


Рис. 6 – Изменение КПД двигателя при частоте 30 Гц: 1 – эксперимент; 2 – моделирование без учета ВПВГ; 3 – моделирование с учетом с учетом ВПВГ

Выводы.

Расчетные значения активных потерь в двигателе при учете потерь от высших гармонических возрастают. По отношению к эксперименту погрешности теоретического определения потерь (рис. 3) составляют в рабочей зоне ($M_{нагр}$=1,5÷1,8 Н·м) для 50 Гц: при учете ВПВГ – 0-13 %, без учета ВПВГ – 12-22 %. Погрешность существенно увеличивается при снижении частоты питания двигателя (для 30 Гц: при учете ВПВГ – 13-43 %, без учета ВПВГ – 21-48 %).

Соответственно, расчетные значения КПД без учета ВПВГ больше чем при учете ВПВГ (рис. 5). Погрешности расчетных значений КПД относительно значений, полученных из эксперимента для 50 Гц при учете ВПВГ в рабочей зоне составляет 0,3-1,5 % против 2-4 % без учета ВПВГ; при 30 Гц при учете ВПВГ в рабочей зоне составляет 2-19 % против 6-22 % без учета ВПВГ.

Аналогичным образом могут быть рассчитаны потери и КПД при других типах преобразователей, различных частотах коммутации для разных конструктивных исполнений асинхронных двигателей.

Таким образом, использование вышеописанного алгоритма расчета значений КПД η с учетом ВПВГ позволило в среднем на 2.2 % снизить погрешность определения η при частоте 50 Гц и на 3.8 % при 30 Гц по сравнению с определением КПД без ВПВГ.

Список литературы

1. IEC/TS 60034-17:2006 "Rotating electrical machines – Part 17: Cage induction motors when fed from converters – Application guide".
2. IEC/TS 60034-25:2007 "Rotating electrical machines – Part 25: Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply".
3. *Волков А.В.* Анализ и расчет стационарных режимов асинхронных двигателей при питании от АИН / *А.В. Петров* // Техническая электродинамика. – 1998. – №5. – С.41–46.
4. *Глухивский Л.И.* Расчет установившегося режима АД при его несинусоидальном питании / *Л.И. Глухивский , И.Е. Биляковский* // Техн. электродинамика. – 1988. – №5. – С.57-60.
5. *Лысенко С.И.* Математическая модель асинхронного коротозамкнутого двигателя при частотном регулировании / *С.И. Лысенко, В.С. Петрушин, Б.И. Слободниченко* // Техн. электродинамика.– 1998. – С.31-36.
6. *Шестаков А.В.* Математическая модель рабочих характеристик асинхронных двигателей с частотным управлением / *А. В. Шестаков* // Электротехника . – 2011. – №2. – С.23-29.
7. *Петрушин В.С.* Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе / *В.С. Петрушин*. – Одесса : Наука и техника, 2006. – 303 с.
8. Петрушин В.С. Учет пространственно-временных гармоник магнитного поля при анализе механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей / В.С. Петрушин, А.М. Якимец, Д.М. Левин // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід.наук.-техн. зб. – 2015. – №64. – С. 49-53.
9. *Петрушин В.С.* Энергетические и тепловые показатели регулируемых асинхронных двигателей с учетом высших пространственно-временных гармоник / *В.С. Петрушин, А.М. Якимец, А.В.Груша, О.В. Каленик* // Електромашинобудування та електро обладнання: Міжвід.наук.-техн. зб. – 2008. – № 70. – С. 68-71.
10. *Милых В. И.* Численно-полевой анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике/ *В.И. Милых, Л.В. Шилкова* // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016. – № 11. – С. 80-87.
11. *Петрушин В.С.* Пат. 4065. Украина. Программный продукт "DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода / *В.С. Петрушин, С.В. Рябинин, А.М. Якимец*. – 2001.
12. *Бовкунович В.С.* Исследование гармонического состава тока фазы статора асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока / *В.С. Бовкунович, М.М. Ткаченко* // Тезисы докладов по материалам Международной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. Современные проблемы электроэнерготехники и автоматики. – Киев: "Политехника", 2011. – С. 422-423.

References (transliterated)

1. IEC/TS 60034-17:2006 "Rotating electrical machines – Part 17: Cage induction motors when fed from converters – Application guide".
2. IEC/TS 60034-25:2007 "Rotating electrical machines – Part 25: Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply".
3. Volkov A.V. Analiz i raschet statsionarnykh rezhimov asinkhronnykh dvigatelei pri pitanii ot AIN [Analysis and calculation of stationary modes of asynchronous motors when powered by an autonomous voltage inverter]. *Tekhn. elektrodinamika*. 1998, no 5, pp. 41–46.
4. Glukhivskii L.I., Biliakovskii I.E. Raschet ustanovivshegosia rezhima AD pri ego nesinusoidal'nom pitanii [Calculation of the steady state of an induction motor with its non-sinusoidal feeding]. *Tekhn. elektrodinamika*. 1988, no 5, pp. 57-60.
5. Lysenko S.I., Petrushin V.S., Slobodnichenko B.I. Matematicheskaia model' asinkhronnogo korotozamknutogo dvigatelia pri chastotnom regulirovanii [Mathematical model of an asynchronous short-circuited motor with frequency control]. *Tekhn. elektrodinamika*. 1998, pp.31-36.
6. Shestakov A.V. Matematicheskaia model' rabochikh kharakteristik asinkhronnykh dvigatelei s chastotnym upravleniem [Mathematical model of the performance of asynchronous motors with frequency control]. *Elektrotekhnika*. 2011, no 2, pp. 23–29.
7. Petrushin V.S. *Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode* [Induction motors in the regulated electric drive]. Odessa. Nauka i tekhnika, 2006. 303 p.
8. Petrushin V.S., Iakimets A.M., Levin D.M. Uchet prostranstvenno-vremennykh garmonik magnitnogo polia pri analize mekhanicheskikh kharakteristik reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei [The account of space-time harmonics of a magnetic field at the analysis of mechanical characteristics of regulated asynchronous motors]. *Elektpomashinobuduvannia ta elektroobladnannia: Mizhvid.nauk.-tekhn. zb*. 2015, no 64, pp. 49 - 53.
9. Petrushin V.S., Iakimets A.M., Grusha A.V, Kalenik O.V. Energeticheskie i teplovye pokazateli reguliruemykh asinkhronnykh dvigatelei s uchetom vysshikh prostranstvenno-

vremennykh garmonik [Energy and thermal parameters of regulated asynchronous motors with allowance for higher space-time harmonics]. *Elektpomashinobuduvannia ta elektroobladnannia: Mizhvid.nauk.-tekhn. zb.* 2008, no 70, pp. 68-71.

10. Milykh V. I., Shilkova L. V. Chislenno-polevoi analiz magnitnogo polia trekhfaznogo asinkhronnogo dvigatelia v statike i dinamike [Numerical-field analysis of the magnetic field of a three-phase asynchronous motor in statics and dynamics]. *Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu "KhPI". Seriia : Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorennia energii.* 2016, no 11, pp. 80–87.
11. Petrushin V.S., Rjabinin S.V. and Iakimets' A.M. Programmnyj produkt "DIMASDrive". Programma analiza raboty, vybora i proektirovanija asinhronnyh korotkozamknutyh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda ["DIMASDrive" software product. Program performance analysis, selection and design of asynchronous motors short-regulated electric drive systems]. Patent UA, no.4065, 2011.
12. Bovkunovich V.S., Tkachenko M.M. Issledovanie garmonicheskogo sostava toka fazy statora asinkhronnogo dvigatelia pri pitanii ot preobrazovatelia chastoty s promezhutochnym zvenom postoiannogo toka [Investigation of the harmonic composition of the phase current of the stator of an asynchronous motor when powered by a frequency converter with an intermediate DC link]. *Tezisy dokladov po materialam Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov. Sovremennye problemy elektroenergotekhniki i avtomatiki. – Kiev: "Politekhnika"*. 2011, pp. 422–423.

Поступила (received) 28.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Урахування втрат від вищих гармонійних в регульованих асинхронних двигунах / В.С. Петрушин, Р.М. Єноктаєв, О.І. Шестаков, Н.С. Прокопенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія**: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії».** – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 101–105. Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Учет потерь от высших гармонических в регулируемых асинхронных двигателях / В.С. Петрушин, Р. Н. Енoктаев, О.И.Шестаков, Н.С. Прокопенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія**: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії».** – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – №1 (1223). – С. 101–105. Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Allowance for loss of the higher harmonic in the controlled induction motors / V. S. Petrushin, R.N. Yenoktaiev, O.I. Shestakov, N.S. Prokopenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 101–105. – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Петрушин Віктор Сергійович, доктор технічних наук, професор, завідуючий кафедрою електричних машин Одеського національного політехнічного університету, 65044, Одеса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (048)734-8494; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Петрушин Виктор Сергеевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой електрических машин Одесского национального политехничекого университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (048)734-8494; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Petrushin Viktor Sergeevich, Sc.D., head of Electric Cars Department, ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1, ONPU,ph.(048)734-8494; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net

Єноктаєв Ростислав Миколайович, аспірант одеського національного політехнічного університета, 65044, Одеса, проспект Шевченка, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70; e-mail: rostik-enok@inbox.ru

Енoктаев Ростислав Николаевич, аспирант Одесского национального политехнического университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ, тел. (097)046-30-70; e-mail: rostik-enok@inbox.ru

Yenoktaiev Rostislav Nikolaievich, postgraduate at the Department of Electric Cars, ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1,ONPU, ph. (097)046-30-70; e-mail: rostik-enok@inbox.ru

Шестаков Олег Ігорович, студент Одеського національного політехнічного університету, 65044, Одеса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ; e-mail: nev3rmind95@gmail.com

Шестаков Олег Игоревич, студент Одесского национального политехнического университета, 65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ; e-mail: nev3rmind95@gmail.com

Shestakov Oleg Igorevich, student of ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1, ONPU; e-mail: nev3rmind95@gmail.com

Прокопенко Нікіта Сергійович, студент Одеського національного політехнічного університету, 65044, Одеса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ; e-mail: nikita_prokopenko@yahoo.com

Прокопенко Никита Сергеевич, студент Одесского национального политехнического университета,65044, Одесса, проспект Шевченко, 1, ОНПУ; e-mail: nikita_prokopenko@yahoo.com

Prokopenko Nikita Sergeevich, student of ONPU, 65044, Odessa, Shevchenko av.,1, ONPU; e-mail: nikita_prokopenko@yahoo.com

УДК 621.313

А. В. ЄГОРОВ, А. М. МАСЛЄННІКОВ, О. О. ДУНЄВ, В. Д. ЮХИМЧУК

ВПЛИВ СХЕМИ З'ЄДНАННЯ КОТУШОК ОБМОТКИ СТАТОРА ДВИГУНА З РОТОРОМ, ЩО КОТИТЬСЯ, НА ЙОГО ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ

Представлена 3D модель високомоментного тихохідного двигуна з ротором, що котиться, (ДРК) з аксіальним магнітним потоком, а також показані результати його експериментального дослідження при різних схемах включення котушок обмотки статора, і з використанням шихтованого і масивного осердя роторів. Наведено схему випробувальної установки, побудовано і порівняно механічні характеристики для кожного з варіантів включення котушок обмотки статора.

Ключові слова: двигун з ротором, що котиться, схема з'єднання, масивний ротор, шихтований ротор, згідно, зустрічно, механічна характеристика, експериментальні дослідження.

Представлена 3D модель высокомоментного тихоходного двигателя с катящимся ротором (ДКР) с аксиальным магнитным потоком, а также показаны результаты его экспериментального исследования при различных схемах включения катушек обмотки статора, и с использованием шихтованного и массивного сердечника роторов. Приведена схема испытательной установки, построены и сравнены механические характеристики для каждого из вариантов включения катушек обмотки статора.

Ключевые слова: двигатель с катящимся ротором, схема соединения, массивный ротор, шихтованный ротор, согласно, встречно, механическая характеристика, экспериментальные исследования.

Purpose. Choice of optimal constructive and technological solutions to create new designs of motors with a rolling rotor (MRR). Methodology. Modeling of electro-magnetic processes, which appeared in MRR, followed by an experimental research. **Results.** The optimal winding circuit of the MRR is a circuit of the coils through all 6 diodes. In this connection, the mechanical characteristics MRR-50-6 - is the most rigid. Using the rotor core lamination increases the power efficiency up to 20-30%, compared with the massive rotor core, but it is much worse power factor (by 25-35%). In addition, we should take the complication of manufacturing each rotor into account. **Originality.** MRR is a non-standard machine in which the rotor rolls over the stator surface with has guaranteed eccentricity. Therefore, the process of transferring the torque from the rotor to the shaft is a complex engineering problem, which was successfully implemented during the research. **Practical value.** A 3D model of a high-torque low-speed MRR with an axial magnetic flux is presented, and the results of its experimental research are shown for various schemes of connection of the stator coils, using a laminated and massive rotor core. The scheme of the test set is given, the mechanical characteristics for each variants of coils connection are plotted and compared.

Keywords: motor with a rolling rotor, circuit connections, massive rotor, lamination rotor, according, counter connection, mechanical characteristics, experimental research.

Вступ. Створення оптимальної конструкції двигуна з ротором, що котиться, (ДРК) залежить від багатьох факторів, одним з яких є кількість зубців статора. При цьому поряд з багатозубцевими ДРК з пульсуючим полем необхідно розглянути конструкції з невеликою кількістю зубців [1, 2, 3]. Електромагнітні системи ДРК з малою кількістю зубців можуть виконуватися з тангенціальним і осьовим магнітним потоком в роторі.

Електромагнітні системи ДРК з тангенціальним магнітним потоком прості за конструкцією (обмотка має всього три котушки). Однак вони мають і істотні недоліки: значний зовнішній діаметр двигуна по відношенню до діаметру поверхонь для обкатування; відносно велика маса сталі, а отже, і відносно великі магнітні втрати, що особливо проявляється в двигунах з живленням від мережі промислової частоти. Найбільш істотним недоліком двигунів з такими магнітними системами є те, що їх ротори працюють в «жорсткому» режимі з усіма притаманними таким режимам недоліками.

Одним із шляхів усунення недоліків, властивих ДРК з тангенціальним магнітним потоком в роторі, є створення конструкції, в якій магнітний потік в роторі має і аксіальний напрямок [4, 5].

Однією з конструктивних особливостей ДРК є ексцентричне розташування ротора в розточці статора. Завдяки цій особливості і спеціальним способам створення магнітного поля, реалізується його принцип дії, що полягає в обкатуванні ротора по внутрішньому діаметру осердя статора під дією сили одностороннього магнітного тяжіння (СОМТ).

Одним із спосіб створення СОМТ є використання трифазної системи змінної напруги в поєднанні з трифазною обмоткою статора, в якій кожна фаза розташована в просторі із сувом між собою на 120º. Оскільки зміна напруги відбувається за синусоїдою, тоді це викликає обертовий результуючий вектор магнітного поля в просторі, а ексцентричне положення ротора утворює нерівномірний повітряний проміжок між ротором та статором, що створює необхідні умови для появи СОМТ без використання додаткових засобів [6].

Постановка задачі. Основною метою роботи є визначення найкращого поєднання конструктивно-технологічних рішень відносно енергетичних показників двигуна при створенні нових конструкцій ДРК, а саме: визначення впливу схеми з'єднання обмоток статора та типу ротора. Визначення даних факторів можливо після проведення експериментальних досліджень, з яких отримано значення лінійного струму, коефіцієнта потужності та частоти обертання, що дозволить розрахувати вхідну та корисну потужності, обертовий момент на валу ДРК при незмінному значенні напруги живлення. Це дозволить побудувати і порівняти механічні характеристики ДРК з аксіальним магнітним потоком при різних схемах включення котушок обмотки статора.

Об'єкт дослідження. Дослідження проводилися

© А.В. Єгоров, А.М. Маслєнніков, О.О. Дунєв, В.Д. Юхимчук 2017

на експериментальному зразку високомоментного тихохідного двигуна з аксіальним магнітним потоком ДРК-50-6, який розроблено і спроектовано в НТУ «ХПІ» співробітниками кафедри «Електричні машини» (рис. 1). Цей двигун має наступні геометричні розміри: висота осі обертання $h = 90$ мм, зовнішній діаметр осердя статора $d_{se} = 146$ мм, активна довжина $l_a = 91$ мм, різниця діаметрів осердь статора і ротора $\Delta d = 0{,}3$ мм. Статор має кількість полюсів $2p = 1$, таким чином, завдяки коефіцієнту редукції, частота обертання ротора склала $n = 25$ об/хв. Обмотка статора – зосереджена, тобто навколо одного зубця розташована одна котушка.

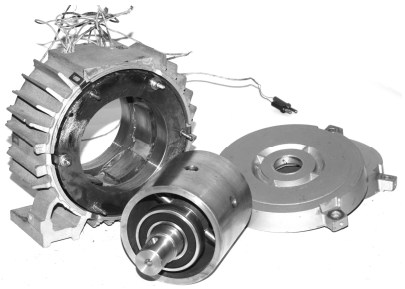


Рис. 1 – Експериментальна модель ДРК-50-6

Створення нових виконань двигунів краще проводити в спеціалізованих програмних комплексах в яких можна виконувати як звичайні креслення, так і тривимірні моделі з яких потім легко зробити креслення. Також потрібна специфікація, яка прив'язується і синхронізується з кресленням. Одним із таких програмних комплексах є програма АСКОН Компас-3D, яка призначена для створення тривимірних асоціативних моделей окремих деталей і складальних одиниць, що містять як оригінальні, так і стандартизовані конструктивні елементи [7, 8].

В цьому програмному середовищі створено тривимірну модель ДРК з аксіальним магнітним потоком, що показано на рис. 2.

Для експериментального дослідження виготовлено два зразки ротора з однаковими геометричними розмірами, але з різними типами осердь – масивним та шихтованим. Рознесені 3D моделі кожного типу ротора показано на рис. 3 та рис. 4.

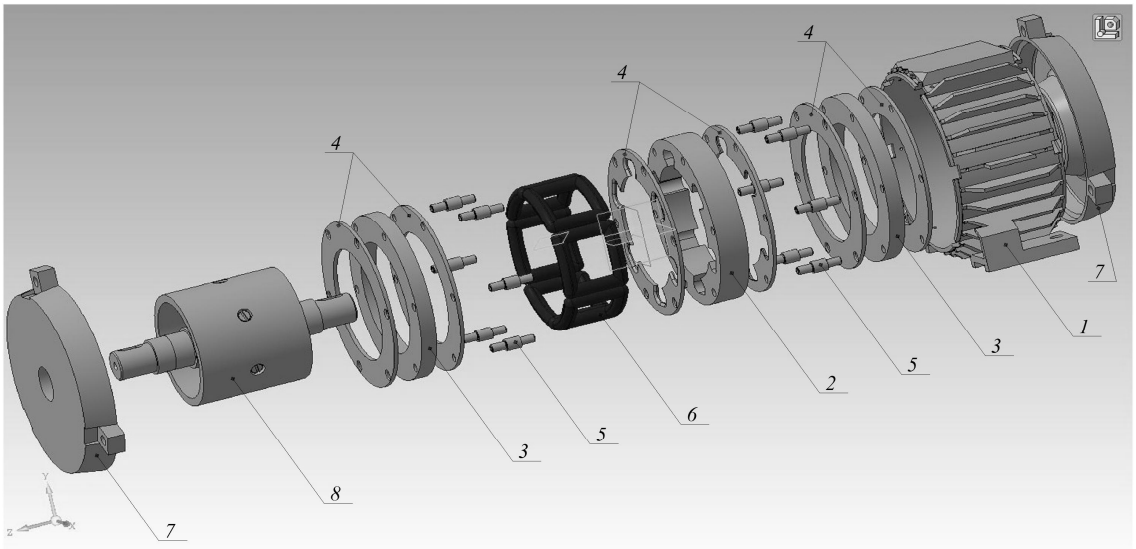


Рис. 2 – Рознесена 3D модель ДРК-50-6: *1* – станина; *2* – центральний пакет осердя статора; *3* – боковий пакет осердя статора; *4* – натискна шайба; *5* – втулка дистанційна; *6* – котушка обмотки статора; *7* – підшипниковий щит; *8* – ротор

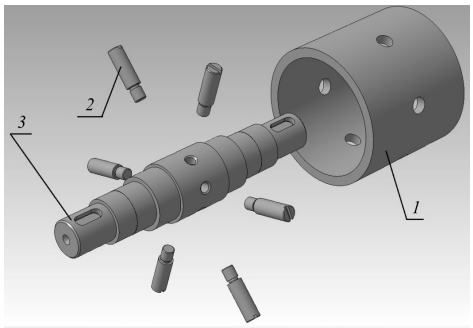


Рис. 3 – 3D модель масивного ротора:
1 – осердя ротора; *2* – палець; *3* – вал

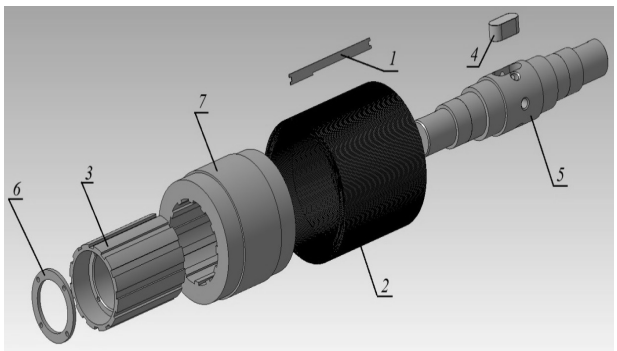


Рис. 4 – 3D модель шихтованого ротора:
1 – пластина осердя ротора; *2* – осердя ротора; *3* – корпус ротора; *4* – шпонка; *5* – вал; *6* – натискна шайба; 7 – амортизатор

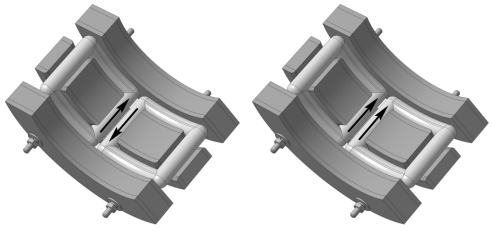
Різновиди схем з'єднань котушок обмотки ДРК. Наявність в двигуні невеликої кількості котушок – 6, призводить до появи різних схем включення [9, 10, 11]. Підключити ДРК з аксіальним магнітним потоком до трьох фазної мережі можливо за вже відомих схемах: «зірка» (Y) або «трикутник» (Δ). В залежності від схеми з'єднання, використовується трифазне джерело живлення з частотою 50 Гц для схеми «зірка» напругою 380 В, а для «трикутника» – 220 В. Такий спосіб включення створить кругове обертове магнітне поле, яке буде обертатися з постійною частотою обертання 6000 об/хв.

Існує кілька способів реалізації з'єднання котушок обмотки статора:

1. Ввімкнено тільки три котушки. Оскільки в ДРК розташовано шість котушок, то необхідно збирати схему «через котушку». Наприклад, використовувати 1, 3, 5 або 2, 4, 6 котушки, які утворять фази двигуна. Основною умовою використання даного способу є включення в схему котушок, які зміщені в просторі на 120 градусів.

2. Ввімкнено всі котушки. Цей спосіб є продовженням першого, але відмінність полягає в тому, що кожна фаза двигуна складається не з однієї котушки, як в першому способі, а з двох. Таким чином, з'являються різні способи ввімкненя, де фаза двигуна складається з двох котушок, які між собою ввімкнено послідовно або паралельно.

Залежно від того, яким чином ввімкнено другу котушку відносно до першої, по-різному буде створюватися результуючий магнітний потік. Якщо до кінця першої котушки під'єднати початок другої котушки фази, то це буде зустрічне включення (рис. 6, *а*), тому що струми в котушках, які знаходяться в одному пазу, будуть спрямовані зустрічно один одному. Якщо напрямок протікання струмів в котушках однієї фази, розташованих в одному пазу, співпадає, то це є узгодженим включенням (рис. 6, *б*)



а *б*

Рис. 5 – Напрямок струму в котушці фази, при зустрічному (*а*) і узгодженому включенні (*б*)

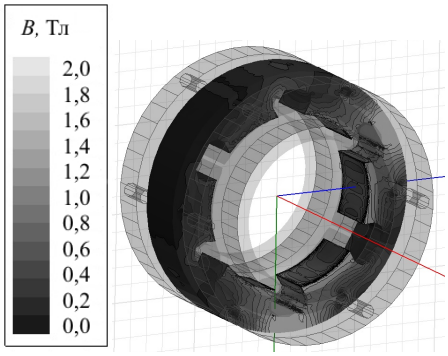
3. Ввімкнено всі котушки, але через діоди. В цьому способі ввімкнення частота обертання магнітного поля становить 3000 об/хв через те, що діоди «зрізають» одну півхвилю синусоїдальної напруги і таким чином зменшують частоту в 2 рази.

Критерієм проведення кожного досліду є використання трифазної синусоїдальної напруги, підтримка постійного значення напруги та її частоти для кожної із схем з'єднання котушок обмотки.

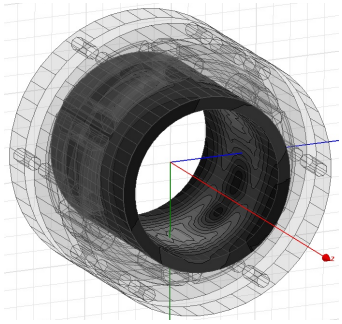
Математичне моделювання. Моделювання електромагнітних процесів в електричних машинах можна виконувати в різних програмах: COMSOL Multiphysics, FEMM, ELCUT, ANSYS Maxwell та ін. Найбільшу популярність отримала програма ANSYS Maxwell завдяки простоті інтерфейсу і адекватності результатів, отриманих у результаті моделювання. Особливістю пакету ANSYS Maxwell, в порівнянні з аналогічними програмами, є можливість проводити моделювання на тривимірних моделях, що дозволяє врахувати конструктивні особливості кожної машини [12].

Створену тривимірну модель ДРК-50-6 в АСКОН Компас-3D можна імпортувати до ANSYS Maxwell та провести чисельно-польовий розрахунок магнітного поля створеного котушками обмотки статора.

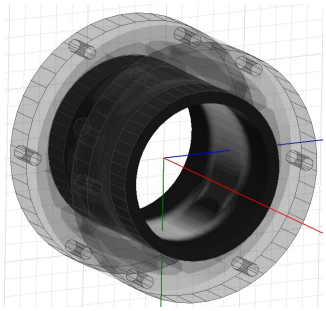
Таким чином, отримано розподіл магнітного поля в осердях статора і ротора, а також значення обертового моменту для кожної із схем включення котушок обмотки статора. Аналогічні розрахунки проведено для кожного типу роторів, а насичення осердь статора і ротора для схеми з'єднання «паралельно зустрічно» показано на рис. 6.



а



б



в

Рис. 6 – Розподіл насичення осердя в ДКР-50-6: *а* – статор; *б* – масивний ротор; *в* – шихтований ротор

Підготовка до експерименту. Перший пуск ДРК-50-6 з різними типами осердь ротора показав значну різницю в частоті обертання. При використанні масивного осердя ротора частота обертання вала двигуна в режимі неробочого ходу склала 24 об/хв, а шихтованого – 31 об/хв. Така різниця пояснюється тим, що зовнішній діаметр осердя шихтованого ротора d_r трохи менший ніж у масивного, бо частота обертання ротора напряму залежить від різниці діаметрів осердь статора і ротора

$$n_r = n_s \cdot \frac{\Delta d}{d_r}.$$

Розрахунок ДРК-50-6 показав, що частота обертання ротора знаходиться в діапазоні 20–30 об/хв і залежить також від схеми ввімкнення котушок обмотки статора, при цьому значення обертового моменту коливається в межах 1–15 Н·м. Для випробування цього типу двигуна не підходять стандартні лабораторні установки з електромагнітним гальмуванням, тому що вони працюють на частоті обертання від 100 об/хв. Тому лабораторний стенд для випробування ДРК-50-6 зібрано за схемою представленою на рис. 7.

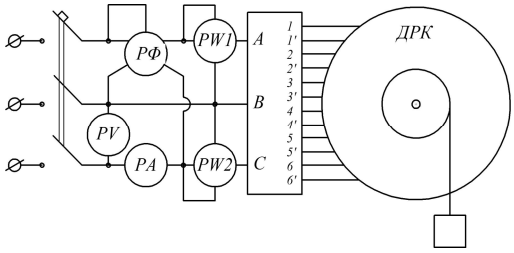


Рис. 7 – Схема випробувальної установки

Вхідна трифазна напруга через автоматичний вимикач подається на вимірювальні прилади (вольтметр, амперметр, фазометр, ватметр), а після – на клемну колодку, в якій здійснена можливість монтажу різних варіантів схем з'єднань котушок обмотки статора.

На валу двигуна жорстко закріплено диск, на зовнішньому діаметрі якого встановлено сталевий трос, один кінець якого зафіксовано на диску, а до другого чіпляються грузи різної маси. Застосування диска, а не важеля, дозволило отримати рівномірність плеча та дії постійного моменту опору в будь-який момент часу. Висота установки двигуна і діаметр диска підібрано таким чином, щоб двигун зміг здійснити 4 повних оберти (рис. 8).

Знаючи діаметр диска (плече дії сили), масу груза і час за який він піднімається, можна розрахувати значення обертового моменту і, як наслідок, корисної потужності. Змінюючи масу груза можна отримати механічну характеристику ДРК.

Схема з'єднання «через котушку». На практиці, спосіб з'єднання фаз двигуна за схемою «трикутник» (рис. 9, *а*) та «зірка» (рис. 9, *б*) є найбільш розповсюдженим. За результатами експерименту побудовано механічні характеристики ДРК, які показано на рис. 10. В даному випадку схема з'єднання «трикутник» показала себе краще ніж «зірка».

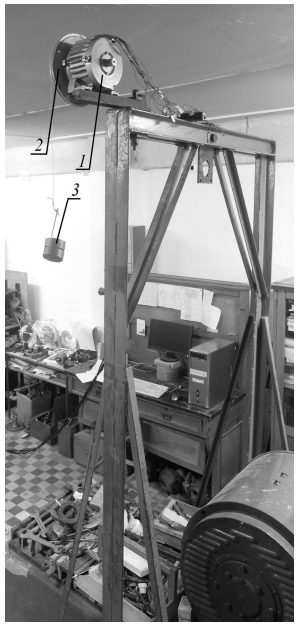


Рис. 8 – Випробувальна установка:
1 – двигун; *2* – диск; *3* – груз

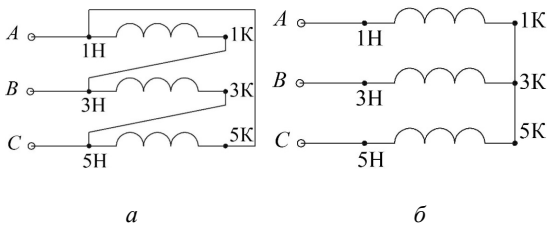


Рис. 9 – Схема з'єднання ДРК «через котушку»
а – «трикутник»; *б* – «зірка»

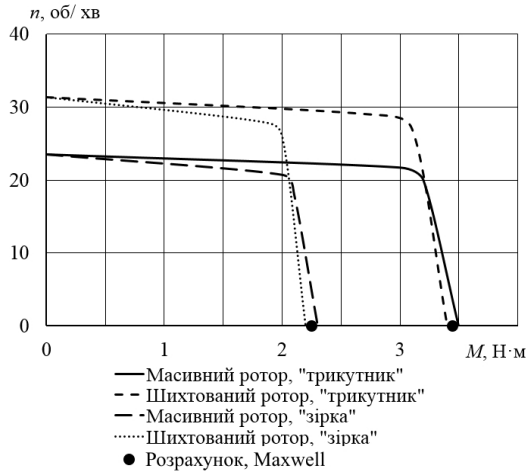


Рис. 10 – Механічна характеристика ДРК
зі схемою з'єднання «через котушку»

Схема з'єднання «послідовно зустрічно». Одним із варіантів підключення ДРК до трифазної мережі є схема, де котушки фази з'єднані послідовно і «зустрічно», таким чином можна реалізувати спосіб з'єднання фаз двигуна за схемою «трикутник» (рис. 11, *а*) та «зірка» (рис. 11, *б*). Особливістю даної схеми є те, що опір фази в два рази більший, ніж при схемі з'єднання «через котушку».

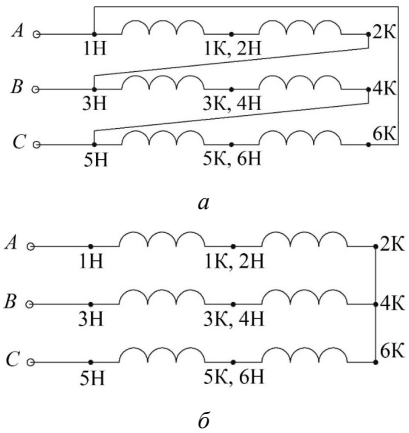


Рис. 11 – Схема з'єднання ДРК «послідовно зустрічно»: *а* – в «трикутник»; *б* – «зірка»

В експерименті, для кожного із варіантів схем включення, отримати механічну характеристику не вдалося. Навіть в режимі неробочого ходу, ДРК не створив обертовий момент, достатній для зрушення ротора з місця. Це пояснюється значним зниженням струму, що протікає по котушкам фази та розподілу магнітного потоку.

Схема з'єднання «послідовно узгоджено». Іншим варіантом підключення ДРК до трифазної мережі є схема, де котушки фази з'єднано послідовно, але напрям струму в котушках однієї фази, розташованих в одному пазу спрямовано «згідно». Таким чином можна реалізувати спосіб з'єднання фаз двигуна за схемою «трикутник» (рис. 12, *а*) та «зірка» (рис. 12, *б*). В даному випадку опір фази так само в два рази більший, ніж при схемі з'єднання «через котушку».

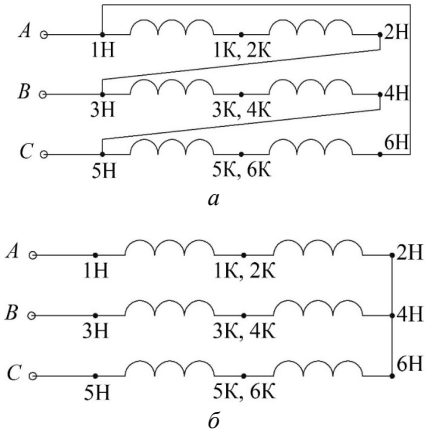


Рис. 12 – Схема з'єднання ДРК «послідовно узгоджено»: *а* – «трикутник»; *б* – «зірка»

Зняти механічну характеристику двигуна для кожного із варіантів схем включення, аналогічно і з попереднім експериментом, не вдалося. Навіть в режимі неробочого ходу, ДРК не створив обертовий момент, достатній для зрушення ротора з місця.

Схема з'єднання «паралельно зустрічно». Одним із варіантів підключення ДРК до трифазної мережі є схема, де котушки фази з'єднано паралельно і «зустрічно», таким чином можна реалізувати спосіб з'єднання фаз двигуна за схемою «трикутник» (рис. 13, *а*) та «зірка» (рис. 13, *б*). Особливістю даної схеми є те, що опір фази в два рази менший, ніж при схемі з'єднання «через котушку».

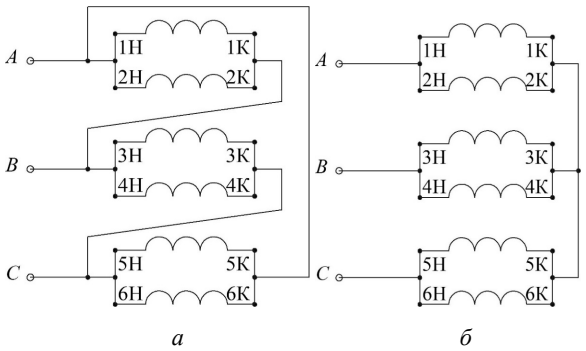


Рис. 13 – Схема з'єднання ДРК «паралельно зустрічно»: *а* – в «трикутник»; *б* – «зірка»

За результатами експерименту побудовано механічні характеристики ДРК, які показані на рис. 14. В даному випадку схема з'єднання «трикутник» показала себе краще ніж «зірка».

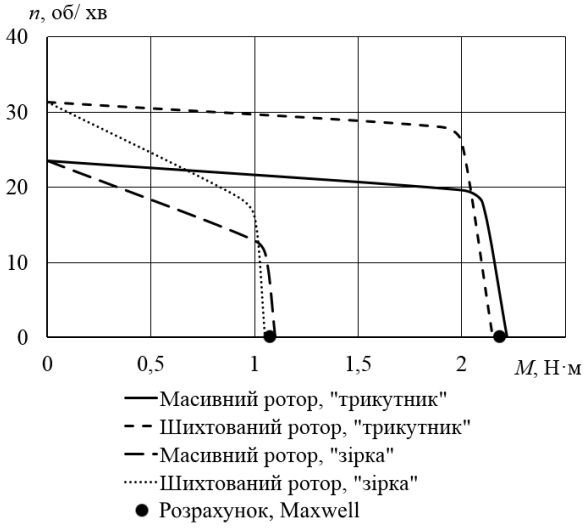


Рис. 14 – Механічна характеристика ДРК зі схемою з'єднання «паралельно зустрічно»

Схема з'єднання «паралельно узгоджено». Іншим варіантом підключення ДРК до трифазної мережі є схема, де котушки фази з'єднано паралельно, але напрям струму в котушках однієї фази, розташованих в одному пазу спрямовано «згідно». Таким чином можна реалізувати спосіб з'єднання фаз двигуна за схемою «трикутник» (рис. 15, *а*) та «зірка» (рис. 15, *б*). В даному випадку опір фази так само в два рази менший, ніж при схемі з'єднання «через котушку».

За результатами експерименту побудовано механічні характеристики ДРК які показано на рис. 16. В даному випадку схема з'єднання «зірка» показала себе краще ніж «трикутник».

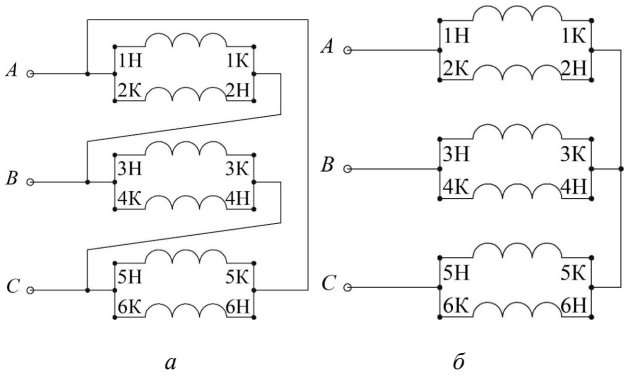


Рис. 15 – Схема з'єднання ДРК «паралельно узгоджено»
а – в «трикутник»; *б* – «зірка»

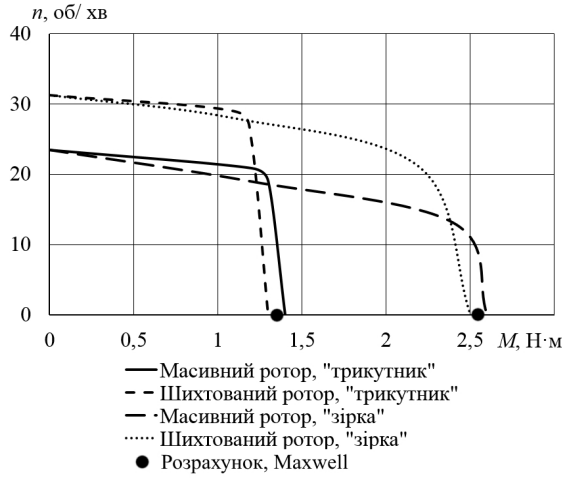


Рис. 16 – Механічна характеристика ДРК
зі схемою з'єднання «паралельно згідно»

Схема з'єднання «через діоди». Використання діодів можливо тільки при з'єднанні котушок в схему «зірка» (рис. 17). Оскільки по котушкам буде протікати тільки половина струму, то можна підвищити значення лінійної напруги з 220 В до 380 В.

За результатами експерименту побудовано механічні характеристики ДРК які показано на рис. 18. Як і в попередніх способах включення котушок обмотки статора, схема з'єднання «зірка» показала себе краще ніж «трикутник».

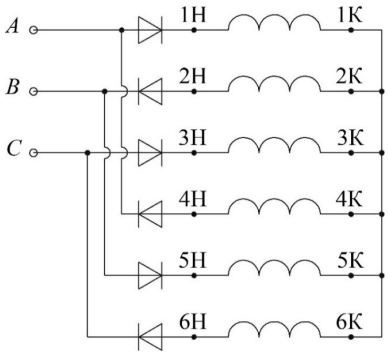


Рис. 17 – Схема з'єднання ДРК «через діоди»

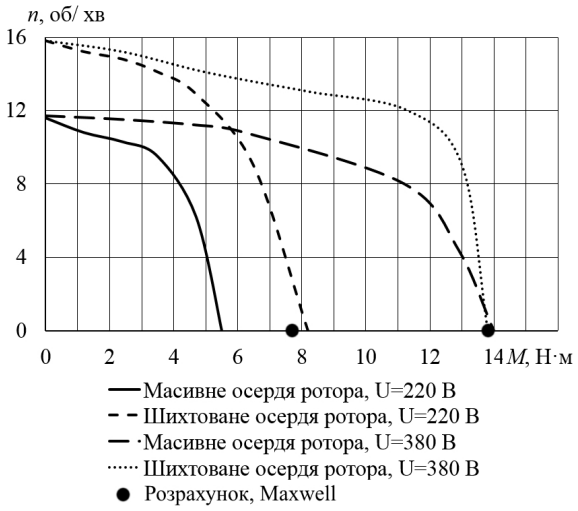


Рис. 18 – Механічна характеристика ДРК
зі схемою з'єднання «через діоди»

Після проведення експериментальних досліджень і отримання значень струму, коефіцієнта потужності, частоти обертання, можна розрахувати потужність, що підводиться до двигуна, обертовий момент, корисну потужність та коефіцієнт корисної дії. Результати розрахунку наведено у табл. 1

Таблиця 1 – Результати експерименту

	Схема з'єднання / Тип осердя ротора	Через котушку		Послідовно зустрічно		Послідовно узгоджено		Паралельно зустрічно		Паралельно узгоджено		Через діоди	
		Δ	Y	Δ	Y	Δ	Y	Δ	Y	Δ	Y	Y	Y
Лінійна напруга, В	Масивне	220	380	220	380	220	380	220	380	220	380	220	380
	Шихтоване	220	380	220	380	220	380	220	380	220	380	220	380
Лінійний струм, А	Масивне	0,55	0,31	0,2	0,1	0,1	0,06	1,85	1	1,25	0,75	0,25	0,75
	Шихтоване	0,5	0,29	0,17	0,1	0,09	0,05	1,7	0,9	1,18	0,7	0,24	0,8

Закінчення таблиці 1

Коефіцієнт потужності, в.о.	Масивне	0,78	0,77	0,75	0,74	0,75	0,74	0,73	0,73	0,74	0,74	0,85	0,84
	Шихтоване	0,55	0,56	0,54	0,55	0,54	0,55	0,51	0,51	0,51	0,51	0,6	0,6
Потужність, що підводиться до двигуна, Вт	Масивне	164	157	57	49	29	29	515	480	352	365	81	415
	Шихтоване	97	107	49	36	15	18	330	302	229	235	55	355
Частота обертання ротора, об/хв	Масивне	23	23	–	–	–	–	20	13	20	13	9	8
	Шихтоване	31	31	–	–	–	–	28	17	25	21	14	12
Обертовий момент, Н·м	Масивне	3	2	–	–	–	–	2	1	1,3	2,4	4	11
	Шихтоване	3	2	–	–	–	–	2	1	1,2	2,2	4	11
Корисна потужність, Вт	Масивне	7	5	–	–	–	–	4	1	3	3	4	9
	Шихтоване	10	7	–	–	–	–	6	2	3	5	6	14
Коефіцієнт корисної дії, %	Масивне	4,2	4,0	–	–	–	–	0,8	0,2	0,9	0,8	5	2,2
	Шихтоване	10,3	6,5	–	–	–	–	1,8	0,7	1,3	2,1	10,9	3,9

Висновки.

1. Оптимальною схемою включення обмоток ДРК є схема включення усіх шести котушок через діоди. При такому з'єднанні, механічна характеристика ДРК-50-6 – є найбільш жорсткою.

2. Використання ротора з шихтованим осердям призводить до підвищення корисної потужності на 20–30 % в порівнянні з ротором з масивним осердям, однак при цьому значно погіршується коефіцієнт потужності (на 25–35 %). Крім цього необхідно брати до уваги трудомісткість виготовлення кожного ротора.

3. Представлені результати проведених досліджень показали, що експериментальна модель ДРК з аксіальним магнітним потоком має резерви механічної потужності. Уточнення методики проектування дозволить повністю розкрити весь його потенціал.

Список літератури

1. *Москвитин А. И.* Пат. 341164, СССР, Тихоходный электродвигатель / *А. И. Москвитин* – 1962.
2. *Айнварг А. С.* Пат. 3545626/24-07, СССР, Электродвигатель с катящимся ротором / *А. С. Айнварг* – 1986.
3. *Васюкевич П. В.* Пат. 4722530/07, СССР, Двигатель с катящимся ротором торцового типа / *П. В. Васюкевич, А. А. Фарбовский* – 1992.
4. *Бертинов А. И.* Электромагнитный момент двигателя с катящимся дисковым ротором / *А. И. Бертинов* // Электричество. – 1971. – № 12. – С. 32-36.
5. *Фабровский А. А.* Магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся дисковым ротором / *А. А. Фабровский* // Электричество. – 1975. – №7 – С. 29-33.
6. *Москвитин А. И.* Электрическая машина с катящимся ротором / *А. И. Москвитин* // «Электричество», – 1947. – № 3.
7. *Ганин Н. Б.* Трехмерное проектирование в КОМПАС-3D / *Н. Б. Ганин.* – ДМК-Пресс, 2012. – 784 с.
8. *Большаков В. П.* Твердотельное моделирование деталей в CAD-системах: AutoCAD, КОМПАС-3D, SolidWorks, Inventor, Creo / *В. П. Большаков* – Питер, 2014. – 304 с.
9. *Борзяк Ю. Г.* Электродвигатели с катящимся ротором / *Ю. Г. Борзяк, М. А. Зайков, В. П. Наний.* – К. : Техніка, 1982. – 120 с.
10. *Бертинов А. И.* Электрические машины с катящимся ротором / *А. И. Бертинов, В. В. Варлей*. – М. : Энергия, 1969. – 200 с.
11. *Захаренко А. Б.* Исследование магнитоэлектрических машин с нетрадиционной катушечной обмоткой статора / *А. Б. Захаренко* // Известия вузов. Электромеханика. – 2007. – № 2. – С. 21–25.
12. Ansys Maxwell 3D v.15 – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: user's guide / Ansys Inc. – Pittsburgh, 2012. – 1006 p.

References (transliterated)

1. Moskvitin A. I. *Tihohodnyj jelektrodvigatel'* [Low-speed electric motor]. Patent USSR, no. 341164; 1962.
2. Ainvarg A. S. *Jelektrodvigatel' s katjashhimsja rotorom* [Electric motor with a rolling rotor]. Patent USSR, no. 3545626/24-07, 1986.
3. Vasyukevich P. V., Farbovsky A. A. *Dvigatel' s katjashhimsja rotorom torcovogo tipa* [An engine with a rolling rotor of the end type]. Patent USSR no. 4722530/07, 1992.
4. Bertinov A. I. Jelektromagnitnyj moment dvigatelja s katjashhimsja diskovym rotorom [Electromagnetic moment of the motor with a rolling disk rotor]. *Jelektrichestvo*, 1971, no 12, pp. 32-36.
5. Fabrovsky A. A. Magnitnoe pole v rabochem zazore mashiny s katjashhimsja diskovym rotorom [Magnetic field in the working air gap of the motor with a rolling disk rotor]. *Jelektrichestvo*, 1975, no 7, pp. 29-33.
6. Moskvitin A. I. *Jelektricheskaja mashina s katjashhimsja rotorom* [Electric machine with a rolling rotor]. *Jelektrichestvo*, 1947, no 3.
7. Ganin N. B. *Trehmernoe proektirovanie v KOMPAS-3D* [Three-dimensional design in KOMPAS-3D], DMK-Press Publ., 2012, 784 p.
8. Bolshakov V. P. *Tverdotelnoe modelirovanie detaley v SAD-sistemah: AutoCAD, KOMPAS-3D, SolidWorks, Inventor, Creo* [Solid modeling of parts in CAD systems: AutoCAD, KOMPAS-3D, SolidWorks, Inventor, Creo], Piter Publ., 2014, 304 p.
9. Borzyak Y. G. *Jelektrodvigateli s katjashhimsja rotorom* [Electric motors with a rolling rotor], Kyiv, Technics Publ., 1982, 120 p.
10. Bertinov A. I. *Jelektricheskie mashiny s katjashhimsja rotorom* [Electric machines with a rolling rotor], Moscow, Energia Publ., 1969, 200 p.

11. Zakharenko A. B. Issledovanie magnitojelektricheskih mashin s netradicionnoj katushechnoj obmotkoj statora [Research of magneto-electric machines with unconventional coils of the stator], *Izvestija vuzov. Jelektromehanika*, 2007, no. 2, pp. 21-25.

12. Ansys Inc. Ansys Maxwell 3D v.15 – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: user's guide, Pittsburgh, 2012, 1006 p.

Надійшла (received) 28.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Вплив схеми з'єднання котушок обмотки статора двигуна з ротором, що котиться, на його енергетичні показники / А. В. Єгоров, А. М. Маслєнніков, О. О. Дунєв, В. Д. Юхимчук // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 106–113. – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Влияние схемы соединения катушек обмотки статора двигателя с катящимся ротором на его энергетические показатели / А. В. Егоров, А. М. Масленников, А. А. Дунев, В. Д. Юхимчук // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 106–113. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Influence of the stator coils scheme connection in the motor with a rolling rotor on its energy performance / A. V. Yehorov, A. M. Masliennikov, A. A. Duniev, V. D. Yuhimchuk // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 106–113. – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Єгоров Андрій Володимирович – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри електричних машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: toe@mail.ru

Егоров Андрей Владимирович – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры электрических машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: toe@mail.ru.

Yehorov Andrii Volodimirovych – Ph.D., National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Senior Lecturer of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: toe@mail.ru.

Маслєнніков Андрій Михайлович – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри електричних машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua

Масленников Андрей Михайлович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua.

Masliennikov Andrii Mikhailovych – Ph.D., Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: x-maslennikov@yandex.ua.

Дунєв Олексій Олександрович – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри електричних машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru

Дунев Алексей Александрович – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры электрических машин, тел. (057) 707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru.

Duniev Aleksei Aleksandrovych – Ph.D., National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Senior Lecturer of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14; e-mail: duniev_khpi@mail.ru.

Юхимчук Володимир Данилович – кандидат технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри електричних машин, тел. (057) 707-65-14.

Юхимчук Владимир Данилович – кандидат технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14.

Yuhimchuk Vladimir Danilovych – Ph.D., Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-65-14.

УДК 681.3:519.711.3:517.958:621.313

А. В. ЖИЛЬЦОВ, Д. С. СОРОКІН

АНАЛІЗ ВПЛИВУ ВИХРОВИХ СТРУМІВ НА ДИНАМІЧНІ ТА ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛІНІЙНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ

На основі розробленої вісесиметричної інтегро-диференційної математичної моделі нестаціонарного електродинамічного процесу в електромеханічній системі з постійними магнітами та алгоритму сумісного чисельного розв'язку електромагнітної та механічної задачі було проведено перевірку на адекватність математичної моделі шляхом порівняння з результатами фізичного експерименту. Розглянувши різні варіанти конструкції було досліджено вплив вихрових струмів на динамічні та енергетичні характеристики електромеханічної системи.

Ключові слова: коаксіально-лінійний двигун, постійні магніти, нестаціонарний процес, метод інтегральних рівнянь, вихрові струми

На основе разработанной осесимметричной интегро-дифференциальной математической модели нестационарного электродинамического процесса в электромеханической системе с постоянными магнитами и алгоритма совместного численного решения электромагнитной и механической задачи была проведена проверка на адекватность математической модели путем сравнения с результатами физического эксперимента. Рассмотрев различные варианты конструкции было исследовано влияние вихревых токов на динамические и энергетические характеристики электромеханической системы.

Ключевые слова: коаксиально-линйний двигатель, постоянные магниты, нестационарный процесс, метод интегральных уравнений, вихревые токи

Purpose. The study of electromechanical systems of reciprocating motion was most often limited to devices with nonconducting or non-ferromagnetic elements of the structure and, in most cases, were of an applied nature. The analysis shows that in some problems that have been solved, the features of the operation of linear electromechanical systems are not fully taken into account. Within the framework of the research, methods for calculating the associated non-stationary electromagnetic and mechanical processes in systems with massive ferromagnetic elements with axial symmetry under various operating conditions have been developed; In the presence of permanent magnets as non-consuming sources of magnetic field.. On the basis of the stepping method, an algorithm for calculating the non-stationary electrodynamic process in an electromechanical system with axial symmetry has been developed. This algorithm makes it possible to transform a nonlinear problem with respect to the speed of motion of the armature, the density of the eddy currents in the cross section of conductors, and the density of the magnetization currents at the boundary of the magnetic circuits into two linear ones shifted in time. The algorithm was implemented in the FORTRAN programming language, the reliability of the obtained results was proved by comparison with the models built in the Comsol Multiphysics 3.5a software package and the adequacy of mathematical models by comparison with previously published experimental research results. A study was conducted to identify the effect of eddy currents in moving massive ferromagnetic elements of the electromagnetic system on the electrodynamic process. The damping effect of eddy currents was shown, which leads to a decrease in the amplitude of the natural oscillations of the system. The calculated heat losses do not exceed 11%. A decrease in the amplitude of the higher harmonics of the current is shown, which affects the power quality indicators. As a practical application, the electromechanical system of reciprocating action is proposed to be used as a drive for the crystallizer of a continuous casting machine to ensure the optimal law of motion of the mold.

Keywords: coaxial motor, permanent magnets, transient process, the method of integral equations, eddy currents

Вступ. Визначення основних характеристик будь-якої електричної машини пов'язано з аналізом електромагнітних процесів, що в ній протікають. Це передбачає розв'язання крайових задач, наприклад, для потенціалів електромагнітного поля, а якщо аналізуються і електромеханічні процеси, то сумісно з ними і рівнянь механіки. Їх аналітичне рішення можна отримати тільки в найпростіших випадках. На практиці доводиться виконувати розрахунки характеристик електромагнітного поля в електромагнітних системах зі складною геометрією границі, які можуть містити масивні феромагнітні рухомі елементи, і в даному випадку найбільш ефективним є методи розв'язку крайових задач обчислювальними методами.

Електромеханічні процеси, які протікають в електромеханічних системах зворотно-поступальної дії після підключення статорної обмотки до мережі, описуються складними системами інтегро-диференційних рівнянь (інтегральними за просторовими змінними, диференційними за часом) [1, 2] розв'язок яких можливий лише чисельними методами [3, 4].

Різноманітність конструктивних рішень лінійних електричних машин спричиняє необхідність аналізу електромеханічних процесів в них з метою подальшого визначення оптимальних геометричних та електрофізичних параметрів, режимів їх роботи. У загальному випадку це потребує вирішення тривимірних крайових задач для рівнянь Максвелла в необмеженій неоднорідній області, що містить геометрично складні феромагнітні і провідні тіла, рівнянь руху:

$$rot\vec{H}=\vec{\delta},\ rot\vec{E}=-\frac{\partial\vec{B}}{\partial t},\ div\vec{B}=0,\ div\vec{\delta}=0,\ \vec{B}=\mu\vec{H},$$

$$\vec{\delta}=\gamma\left(\vec{E}+\left[\vec{V},\vec{B}\right]\right), \quad (1)$$

$$m\frac{d^2\vec{r}}{dt^2}=\vec{F}_г+\vec{F}_{ем}+m\vec{g}+\vec{F}_з+\vec{F}_д. \quad (2)$$

$$\frac{d\vec{r}}{dt}=\vec{V}. \quad (3)$$

Тут $\vec{E}$ – напруженість електричного поля, В/м; $\vec{H}$ – напруженість магнітного поля, А/м; γ – питома електропровідність, См/м; μ – абсолютна магнітна проникність середовища, Гн/м; $\vec{B}$ – магнітна індукція, Тл; $\vec{\delta}$ – густина струму, А/м^3; $\vec{V}$ –швидкість руху якоря, м/с; m – маса якоря, кг; $\vec{g}$ – прискорення вільного падіння, 9,81 м/с^2; $\vec{r}$ – радіус-вектор положення якоря, м; t – час, с; $\vec{F}_г$ – сила пружності пружин, до яких прикріплено якір лінійного двигуна, Н; k – коефіцієнт жорсткості пружин, Н/м; $\vec{F}_{ем}$ – сила, що діє на якір з боку електромагнітного поля, Н; $\vec{F}_з$ – зовнішня сила, що діє на якір

©А.В. Жильцов, Д.С. Сорокін , 2017

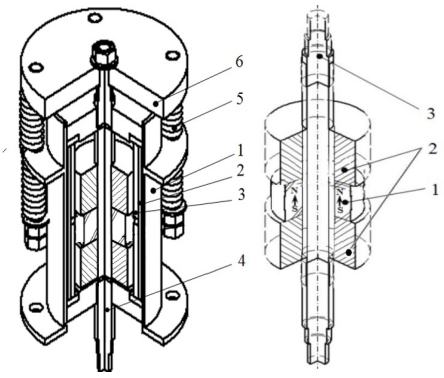
(навантаження на двигун), Н; $\vec{F}_д = -\alpha \vec{V}$ – демпферна сила, Н; α – коефіцієнт демпфування, кг/с.

У попередніх роботах [1-4] авторами на основі методу інтегральних рівнянь було розроблено математичні моделі нестаціонарного електродинамічного процесу для розрахунку миттєвих значень густини струмів намагнічування на границі феромагнітних тіл, густини вихрових струмів в перерізі масивних магнітопроводів, розглянуто різні режими роботи (режим струмів, режим напруги), розглянуто різні варіанти конструкції (зі струмами на якорі та з постійними магнітами). Було проведено чисельну дискретизацію отриманих інтегральних та інтегро-диференціальних рівнянь [3]. Запропоновано алгоритм чисельного розв'язку системи лінійних алгебраїчних рівнянь та показана достовірність отриманих його за допомогою результатів [4].

Метою даного дослідження є перевірка запропонованих моделей на адекватність шляхом порівняння з фізичним експериментом та аналіз впливу вихрових струмів на електромеханічний процес у електродинамічний системі зворотно-поступальної дії.

Результати досліджень. Для перевірки адекватності розроблених математичних моделей нестаціонарного електродинамічного процесу в електромеханічній системі зворотно-поступального руху було проведено порівняння результатів розрахунків з опублікованими результатами фізичного експерименту [7, 8].

Порівняння проводилось з моделлю коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами, вектор намагнічування яких направлений вздовж вісі симетрії системи z (рис 1).



а *б*

Рис. 1 – Схематичне зображення коаксіально-лінійного двигуна: *а* – загальна конструкція; *б* – бігун з постійними магнітами, що намагнічені аксіально;

На рис. 1, *а* позначено позиції, *1* – статор; *2* – магнітопровід статора; *3* – обмотка статора; *4* – бігун; *5* – пружини; *6* – додаткова маса; на рис. 1, *б*, *1* – постійні магніти, *2* – концентратори магнітного потоку; *3* – стрижень бігуна. Конструктивні розміри параметрів фізичної моделі коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами наведені в табл. 1

Відносна магнітна проникливість для повітряного середовища $\mu_r = 1,0$; відносна магнітна проникливість для бігуна центральної частини $\mu_r = 1,0$; відносна магнітна проникливість магнітопроводів статора $\mu_r = 100,0$; відносна магнітна проникливість постійних магнітів $\mu_r = 1,06$; Залишкова магнітна індукція постійних магнітів $B_r = 1,2$ Тл.

Моделювання електромеханічної характеристики проводилось при струмі в обмотці статора $I = 4$ А що відповідає густині струму $\delta = 6,29$ А/мм^2.

Таблиця 1 – Конструктивні розміри параметрів фізичної моделі коаксіально-лінійного двигуна

№	Найменування	Розміри
1	Зовнішній діаметр магнітопроводу статора (стальний дріт, $d = 1$ мм)	$D = 96$
2	Товщина магнітопроводу статора, мм	$h_{мп} = 5$
3	Довжина магнітопроводу статора, мм	$L = 152$
4	Зовнішній діаметр котушки статора, мм	$D = 86$
5	Ширина котушки, мм	$b_к = 73$
6	Товщина струмового слою статора, мм	$h_{mc} = 5$
7	Переріз дроту обмотки статора, мм^2	$\Delta s = 0,635$
8	Кількість витків в котушці статора	$W = 350$
9	Немагнітний зазор між магнітопроводом статора та бігуном, мм	$\delta = 7$
10	Конструктивні розміри концентраторів магнітного потоку, мм	$D = 60$; $d = 20$; $b_n = 40$
11	Маса постійних магнітів, кг	$m_A = 0,51$
12	Загальна довжина магнітної системи бігуна, мм	$L_д = 112$
13	Полюсні ділення, мм	$\tau = 56$

Порівняння розрахованих електромеханічних характеристик з експериментальними наведено на рис. 2.

Порівняння результатів експериментальних досліджень [8] з чисельними розрахунками показало що середньоквадратичне відхилення не перевищує 5%, що дає змогу зробити висновок про адекватність запропонованої математичної моделі нестаціонарного електродинамічного процесу.

Виготовлення елементів конструкції коаксіально-лінійного двигуна з шихтованої сталі є трудомісткою технологічною задачею [1-3]. Ізольовані листи електротехнічної сталі потрібно розташовувати перпендикулярно напряму струмів в котушках статора, що робить процес виготовлення складним та зменшує механічну міцність конструкції. Тому актуальним постає завдання моделювання режимів роботи коаксіально-лінійного двигуна з масивними феромагнітними елементами.

Для аналізу впливу вихрових струмів в перерізі масивних елементів конструкції електромеханічної системи на електродинамічний процес проводилось порівняння роботи електромеханічної системи зворотно-поступальної дії з шихтованим та масивним магнітопроводами за рівності інших параметрів.

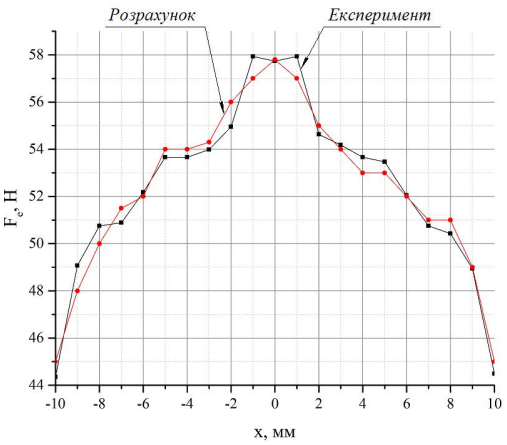


Рис. 2 – Електромеханічна характеристика коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами

Для електромеханічної системи, що наведена на рис. 3 проводився розрахунок нестаціонарного електродинамічного процесу з використанням математичної моделі та алгоритму запропонованих раніше [2, 4]. Електрофізичні параметри матеріалів, з яких складається система наведені у табл. 2.

Меридіанний переріз та лінійні розміри системи наведені на рис. 4.

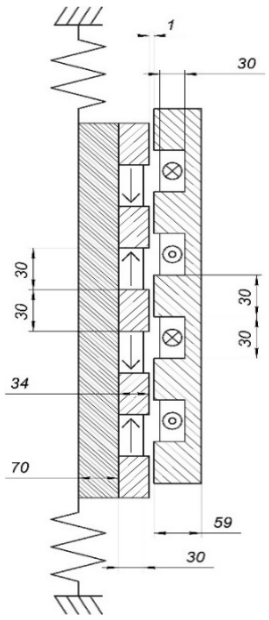


Рис. 4 – Меридіанний переріз електромеханічної системи

Моделювання проводилось при заданому законі зміни напруги на обмотці статора.

$$u(\mathrm{t}) = U_m \sin(\omega t)$$

В такому разі миттєве значення струму в котушках статора є невідомим і розраховується в процесі розв'язку системи інтегральних та інтегро-диференціальних рівнянь разом з густиною поверхневих струмів намагніченості на границі феромагнетиків та густиною вихрових струмів у перерізі масивних тіл.

Розрахунки показали (рис. 5), що для системи з

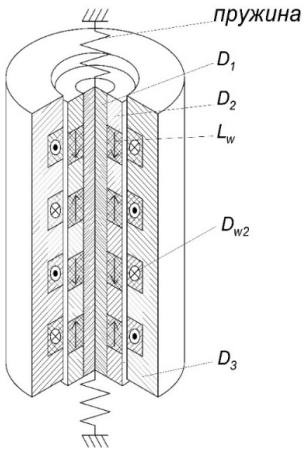


Рис. 3 – Спрощена схема електромеханічної системи зворотно-поступальної дії

Таблиця 2 – Електрофізичні параметри матеріалів, з яких складається електромеханічна система

Позначення	Параметр	Значення
D_1	Питома провідність	$\gamma = 58.1 \cdot 10^6$ См/м
	Відносна магнітна проникливість	$\mu = \mu_0$
D_2	Питома провідність	$\gamma = 2.5 \cdot 10^6$ См/м
	Відносна магнітна проникливість	$\mu = 100\mu_0$
L_w	Коерцитивна сила	$915 \cdot 10^3$ А/м
	Залишкова намагніченість	$Br = 1.26$ Тл
	Відносна магнітна проникливість	$\mu = 1.06\mu_0$
	Питома провідність	$\gamma = 1.8 \cdot 10^2$ См/м
D_3	Питома провідність	$\gamma = 2.5 \cdot 10^6$ См/м
	Відносна магнітна проникливість	$\mu = 100\mu_0$
D_w	Питомий опір	$r_0 = 0.0172 \cdot 10^{-6}$ Ом мм^2/м
	Площа поперечного перерізу провідника	$S = 1.54 \cdot 10^{-6}$ м^2
	Кількість витків	$w = 490$
	Напруга	$U_m = 23$ В
	Частота	$f = 0.5$ Гц
	Коефіцієнт жорсткості	$k = 654000$ Н/м
	Коефіцієнт в'язкого тертя	$\alpha = 15.0$ м^2/с
	Кількість пар полюсів	$2p = 22$
	Маса якоря	$m = 2000$ кг

непровідним магнітопроводом наявне накладання власних коливань масивного якоря та вимушених коливань під дією електромагнітних сил. Наявність вихрових струмів у перерізі масивних провідників виступає у ролі демпфера зменшуючи амплітуду власних коливань якоря. Додатково проводилось дослідження впливу вихрових струмів на струм в обмотці статора (рис. 6).

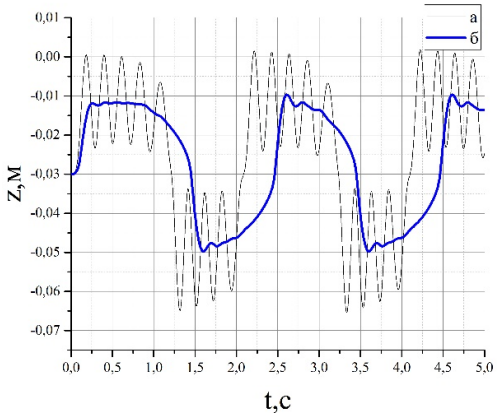


Рис. 5 – Графік залежності положення якоря коаксіально-лінійного двигуна від часу: *а* – без врахування впливу вихрових струмів; *б* – з вихровими струмами

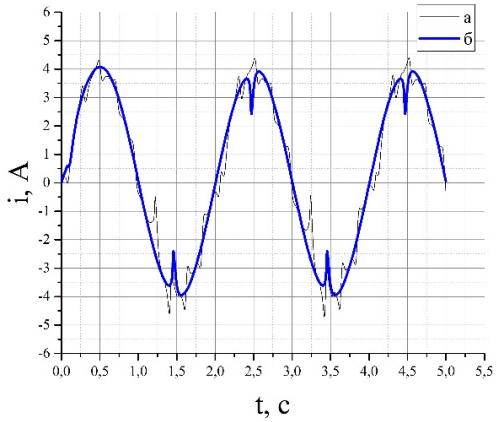


Рис. 6 – Графік залежності струму в котушках коаксіально-лінійного двигуна від часу: *а* – без врахування впливу вихрових струмів; *б* – з вихровими струмами

Наявність в котушках, для системи з шихтованим магнітопроводом, постійної складової струму та вищих гармонік кратних до основної веде за собою погіршення показників якості електроенергії в мережі, до якої підключено пристрій та призводить до необхідності установки додаткових фільтрів. А це, в свою чергу, призводить до збільшення затрат на виробництво та обслуговування обладнання та ускладнить конструкцію. Графік струму для системи з масивним магнітопроводом більш гладкий, з меншим числом вищих гармонік. Це дає змогу зродити висновки про кращі показники якості електроенергії при роботі коаксіально-лінійного двигуна з масивним магнітопроводом.

Через наявність в конструкції масивних елементів постає питання теплових втрат та впливу вихрових струмів на загальну потужність електромеханічної системи (рис. 7). Аналіз показав, що доля потужності теплових втрат в загальній потужності системи не перевищує 11 % (рис. 8).

Пікові значення теплових втрат пов'язані з наявністю постійних магнітів. Через велику швидкість руху їх вздовж нерухомого статора в провідних елементах статора виникають короткочасні вихрові струми теплову дію яких і відображено на графіку

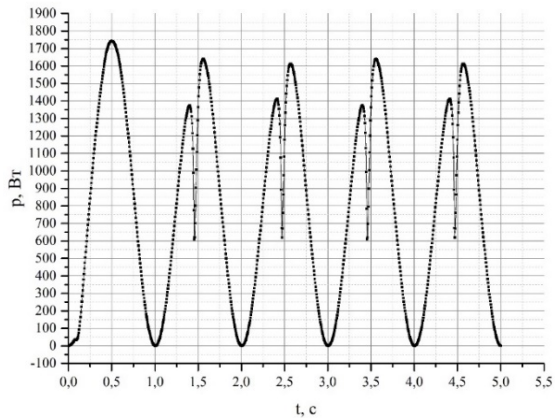


Рис. 7 – Графік залежності миттєвого значення повної потужності коаксіально-лінійного двигуна від часу

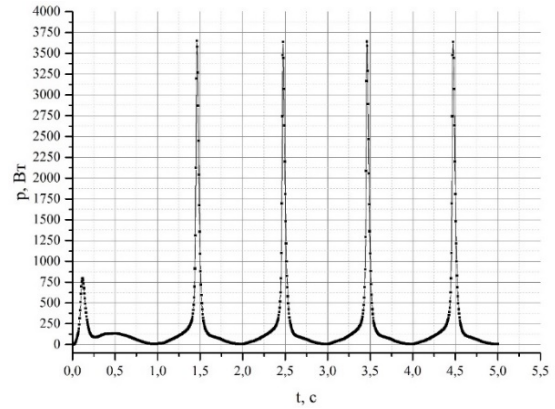


Рис. 8 – Графік залежності потужності теплових втрат від часу

Висновки.

1. Порівняння результатів розрахунків статичного режиму роботи коаксіально-лінійного двигуна з експериментальними даними дало середньоквадратичну похибку не більше 5 %, що свідчить про адекватність розроблених математичних моделей.

2. Аналіз впливу вихрових струмів на загальний електродинамічний процес показав, що вихрові струми виконують роль демпфера, зменшуючи амплітуду власних коливань системи. Також зменшення амплітуди власних коливань веде за собою зменшення амплітуди відмінних від основної гармонік струму в котушці статора, що покращує показники якості електроенергії в мережі, де працює пристрій. При цьому середнє за період значення потужності теплових втрат не перевищує 11 % загальної потужності пристрою.

Список літератури:

1. *Zhiltsov A.* Mathematical modeling of nonstationary electromechanical processes in coaxial-linear engine / *A. Zhiltsov I. Kondratenko, D. Sorokin* // ECONTECHMOD, Lublin-Lviv-Cracow. – 2012. – vol.12, no. 2. – pp. 69-73.
2. *Жильцов А.В.* Математическое моделирование нестационарных электромеханических процессов в коаксиально-линейном двигателе / *А.В.Жильцов, И.П.Кондратенко, А.П.Ращепкин, Д.С. Сорокин* // Моделювання та інформаційні технології. – 2010. – Т2. – С.47-54.
3. *Жильцов А.В.* Чисельний розв'язок рівнянь динаміки коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами / *А.В.Жильцов, Д.С.Сорокін* // Вісник Національного технічного університету

«ХПІ». Зб. Наук. праць. Серія Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2015. – №5 (1114). – С.37-45.
4. *Zhiltsov A.* Calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets / *A.Zhiltsov, D.Sorokin* // CPEE'2015 Матеріали 2015 16-ї Міжнародної конференції «Обчислювалюні проблеми електротехніки» (м. Львів 2-5 вересня 2015 р.). – 2015. – С.252-255.
5. *Евдокимов В.Ф.* Расчет электромагнитных и тяговых характеристик коаксиально-линейного индукционного двигателя электрического вибратора методом интегральных уравнений / *В.Ф. Евдокимов, А.В. Жильцов, И.П. Кондратенко [и др.]* // Электронное моделирование. – 2008. – Т. 30, №4. – С. 85 – 96.
6. *Квачев Г. С.* Расчет переходных процессов в магнитофугальных двигателях / *Г. С. Квачев, Е. И. Петрушенко* // Наука и техника в городском хозяйстве. Киев: Будівельник. – 1966. – Вып. VII. – С. 3-10.
7. *Петрушенко Е. І.* До апроксимації інтегральних рівнянь теорії електромагнітного поля алгебраїчними системами / *Е. І. Петрушенко* // Доповіді АН УРСР. Сер. А. – 1969. – №7.– С. 618-621.
8. *Голенков Г. М.* Электромеханические характеристики коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов / *Г. М. Голенков, М. Абассиан* // Технічна електродинаміка. – 2014. – №3. – С. 64-69.

References (transliterated)

1. A. Zhiltsov I. Kondratenko, D. Sorokin Mathematical modeling of nonstationary electromechanical processes in coaxial-linear engine ECONTECHMOD. Lublin-Lviv-Cracow. VOL. 12. №2. 2012. 69-73. Print.
2. A. V. Zhiltsov, I. P. Kondratenko, A. P. Rashchepkin, D. S. Sorokin Matematicheskoye modelirovaniye nestatsionarnykh elektromekhanicheskiy protsessov v koaksial'no-lineynogo dvigatele [Mathematical modeling of nonstationary electromechanical processes in coaxial-linear engine] *Modelirovaniye i informatsionnyye tekhnologii* – Modeling and Information Technology. 2010, Vol 2, pp. 47-54.
3. A. V. Zhyltsov, D. S. Sorokin Chyselnyy rozvyazok rivnyan dynamiky koaksialno-liniynoho dvyhuna z postiynymy mahnitamy [Numerical solution to the equations of dynamics coaxial linear motor with permanent magnets] *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu "KHPI" – Bulletin of NTU "KhPI". Kharkiv: NTU "KhPI"*. 2015, no. 5 (1114), pp. 37-45.
4. Zhiltsov A. "Calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets" A.Zhiltsov, D.Sorokin. CPEE'2015 Materialy 2015 16 Mizhnarodnoyi konferentsiyi "Obchyslyuvalyuni problemy elektrotekhniky" (m. Lviv 2-5 veresnya 2015 r.) – *Materials 2015 16th International Conference on "Computational Problems of Electrical Engineering"* (Lviv 2-5 September 2015). 2015, pp. 252-255.
5. V. F. Evdokimov, A. V. Zhiltsov, I. P. Kondratenko Raschet elektromagnitnykh i tiagovykh harakteristik koaksialno-lineinogo induktcionnogo dvigatelia elektricheskogo vibratora metodom integralnykh uravneni [Calculation and electromagnetic characteristics of coaxial traction-engine ynduktsyonnoho linear electric vibrator method of integral equations] *Elektronnoe modelirovanie* – Electronic modeling Kyiv. 2008, no. 4, pp. 83-86.
6. G. S. Kvachev E. I. Petrushenko Raschet perehodnykh protcessov v magnitofugalnykh dvigateliakh [Calculation of transients in magneto-fugal engines] *Nauka i tekhnika v gorodskom hoziaistve – Science and technology in the urban economy*. Kyiv. 1966, Vol. VII, pp. 3-10.
7. Petrushenko E. I. Do aproksimatcії integralnikh rivnian teorії elektromagnitnogo polia algebraïchnimi sistemami [Prior to the approximation of the integrations of the theory of the electromagnetic field by algebraic systems] *Dopovidi AN URSR – Reports of the USSR Academy of Sciences*. Kyiv. 1969, no. 7. pp. 618-621.
8. H. M. Holenkov, M. Abassyan Elektromekhanycheskye kharakterystyky koaksyal□no-lyneynoho dvyhatelya s aksyalnym y radyalnym napravlenyyamy namahnychyvanyya postoyannykh mahnytov [Electromechanical characteristics of a coaxial-linear motor with axial and radial directions of magnetization of permanent magnets] *Tekhnichna elektrodynamika – Technical.* 2014, no. 3, pp. 64-69.

Надійшла (received) 28.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Аналіз впливу вихрових струмів на динамічні та енергетичні характеристики лінійної електромеханічної системи / А. В. Жильцов, Д. С. Сорокін // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 114–118. – Библиогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Анализ влияния вихревых токов на динамические и энергетические характеристики линейной электромеханической системы / А. В. Жильцов, Д. С. Сорокин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 114–118. – Библиогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Analysis of influence on dynamic eddy currents and power characteristics linear electromechanical systems A.V. Zhyltsov, D.S. Sorokin // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 114–118. – Bibliogr.: 8. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Жильцов Андрій Володимирович, д.т.н., доцент, завідувач кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання, Національний університет біоресурсів і природокористування України e-mail: azhilt@mail.ru (066) 727-06-00

Жильцов Андрей Владимирович, д.т.н., доцент, заведующий кафедрой электрических машин и эксплуатации электрооборудования, Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины e-mail: azhilt@mail.ru (066) 727-06-00

Andrii Volodimirovich Zhyltsov, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Head of the Department of Electrical Machinery and Electrical Equipment Operation, e-mail: azhilt@mail.ru (066) 727-06-00

Сорокін Дмитро Сергійович, старший. викладач. кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання, Національний університет біоресурсів і природокористування України, e-mail: sdima.asp@gmail.com (063)-073-41-59

Сорокин Дмитрий Сергеевич, старший. преподаватель. кафедры электрических машин и эксплуатации электрооборудования, Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины, e-mail: sdima.asp@gmail.com (063) -073-41-59

Dmitro Sergíyovich Sorokín, Senior Lecturer, National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Department of Electrical Machinery and Electrical Equipment Operation, e-mail: sdima.asp@gmail.com (063)-073-41-59

УДК 621.313.17

В. В. ГРЕБЕНИКОВ

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ

Досліджено чотири типи конфігурації магнітної системи: вентильного реактивного двигуна (SRM), синхронного реактивного двигуна зі змінним опором ротора (SynRM), синхронного електродвигуна з феритовими постійними магнітами в роторі (SynRM2), синхронного електродвигуна з неодимовими постійними магнітами в роторі (PMSM). Показано, що при однакових габаритних розмірах найбільший електромагнітний момент і потужність у електродвигуна типу PMSM з неодимовими магнітами. Розрахунок робочих характеристик досліджуваних електродвигунів виконаний в програмному пакеті Infolytica MotorSolve і Magnet.

Ключові слова: тип магнітної системи, постійні магніти, електромагнітний момент, робочі характеристики, чисельне моделювання, магнітна індукція.

Исследовано четыре типа конфигурации магнитной системы: вентильного реактивного двигателя (SRM), синхронного реактивного двигателя с переменным сопротивлением ротора (SynRM), синхронного электродвигателя с ферритовыми постоянными магнитами в роторе (SynRM2), синхронного электродвигателя с неодимовыми постоянными магнитами в роторе (PMSM). Показано, что при одинаковых габаритных размерах наибольший электромагнитный момент и мощность у электродвигателя типа PMSM с неодимовыми магнитами. Расчет характеристик исследуемых электродвигателей выполнен в программном пакете Infolytica MotorSolve и Magnet.

Ключевые слова: тип магнитной системы, постоянные магниты, электромагнитный момент, рабочие характеристики, численное моделирование, магнитная индукция.

The numerical study results of the magnetic system configuration influence on the characteristics of electric motors are presented. Four types of magnetic system configuration have been studied: the switched reluctance motor (SRM), the synchronous reluctance motor with variable rotor resistance (SynRM), the synchronous reluctance motor with ferrite permanent magnets in the rotor (SynRM2), the permanent magnet synchronous motor with neodymium permanent magnets in the rotor (PMCA). The influence of the stator windings number on the character of the dependence of the electromagnetic torque on the rotor speed is investigated. It is shown that, with the same overall dimensions, the SRM-type electric motor has the smallest electromagnetic torque and power, and the PMSM type motor with neodymium magnets has the best performance. Calculation of the characteristics of the investigated electric motors is carried out in the software package Infolytica MotorSolve and Magnet.

Keywords: type of magnetic system, permanent magnets, electromagnetic torque, performance characteristics, numerical simulation, magnetic induction.

Введение. В промышленно развитых странах, в том числе и в Украине, более 2/3 всего объема потребляемой электроэнергии используется для механической работы, выполняемой электродвигателями. Наибольшее число электродвигателей по количеству потребляемой электроэнергии находится в диапазоне мощностей 1 – 20 кВт, а среди исполнительных механизмов самыми распространенными являются вентиляторы, транспортеры и насосы, составляющие более половины общего количества механизмов. В целом электродвигатели мощностью от 1 до 20 кВт составляют 80% и потребляют 70% электроэнергии, преобразуемой в механическую [1].

Мировая и отечественная практика показывает, что наибольший экономический эффект при реализации программ энергосбережения дает переоснащение объектов-потребителей регулируемым электроприводом. Учитывая вышеперечисленное, переход на регулируемый электропривод является одним из перспективнейших направлений энергосбережения.

Анализ состояния вопроса. Наряду с частотноуправляемыми асинхронными двигателями все большее распространение получают другие типы регулируемых электродвигателей.

Вентильный электродвигатель без постоянных магнитов (вентильно-реактивный двигатель – ВРД) или в зарубежной литературе – SRM (Switched Reluctance Motor) с коммутацией фаз по сигналам датчика положения ротора. Этот вид вентильного электродвигателя может составить конкуренцию по характеристикам и цене универсальному коллекторному двигателю [2].

Компания ABB серийно выпускает регулируемые электродвигатели типа SynRM (synchronous reluctance motor), конструкция ротора у которых является более надёжной в сравнении с асинхронным двигателем или двигателем с постоянными магнитами. Кроме того, отсутствует риск выхода из строя из-за возможного размагничивания в случае отказа или перегрева. Двигатель изначально безопасен в эксплуатации, так как, не имея магнитов, не индуцируется никакая противоэлектродвижущая сила и защита преобразователя от перенапряжения становится излишней [3].

Также компания ABB разработала новый тип электродвигателей – SynRM2. Отличительной особенностью двигателей типа SynRM2 является то, что в них не используются редкоземельные постоянные магниты. Вместо этого используются ферритовые магниты, которые являются более экономически эффективными и легкодоступны. Электродвигатели типа SynRM2 при тех же габаритах имеют на 20% большую мощность, чем SynRM, при равной мощности – КПД у них выше [4].

Электродвигатели с неодимовыми постоянными магнитами также находят широкое применение в качестве регулируемых, поскольку обладают хорошими удельными показателями и поэтому находят широкое применение в электротранспорте [5].

Имеется две разновидности электродвигателей с постоянными магнитами в зависимости от способа управления ими: BLDC (Brush-Less Direct Current Motor) - это двигатели, форма фазного тока которых напоминает трапецию; PMSM (Permanent Magnet

©В.В. Гребеников, 2017

Synchronous Motor) –электродвигатели, работающие от источника синусоидального напряжения или тока. В данной работе будут исследованы электродвигатели типа PMSM.

В иностранной и отечественной научно-технической литературе много публикаций, посвященных исследованию электродвигателей типа SRM [6, 7], SynRM и SynRM2 [8], PMSM [9], а также публикации, в которых сравниваются между собой характеристики, например, SRM и PMSM [10].

Следует отметить, что исследованию характеристик вышеперечисленных четырех типов электродвигателей при одинаковых габаритах магнитной системы не уделено достаточно внимания.

Цель исследований. При одинаковых габаритах активной части (внешний диаметр статора, длина активной части сердечника) провести сравнительный анализ рабочих характеристик четырех типов электродвигателей (SRM, SynRM, SynRM2, PMSA) и определить конфигурацию магнитной системы, при которой достигается наибольше значение момента и мощности в заданном диапазоне частоты вращения.

Постановка задачи. При исследовании характеристик четырех типов элетродвигателей в качестве базового для сравнения взят асинхронный двигатель-АИР100S4, номинальная мощность которого – $P_N = 3$ кВт, номинальная частота вращения – $n_N = 1410$ об/мин. Поскольку при регулировании частоты вращения для большинства механизмов необходимо иметь чатоту вращения выше номинальной, примерно на 30 ÷ 40%, то при иследовании характеристик вышеперечисленных четырех типов элетродвигателей выбран диапазон регулирования частоты вращения – $n = 100 \div 2000$ об/мин.

Для электродвигателей типа SynRM и SynRM2 и PMSA в качестве статора применен статор асинхронного электродвигателя АИР100S4. Внешний диаметр статора равен $d_{se} = 168$ мм, внутренний диаметр статора – $d_{si} = 104$ мм, активная длина пакета статора и ротора $l_{Fe} = 100$ мм. Внешний диаметр статора электродвигателя типа SRM и его активная длина такие же, как у электродвигателей типа SynRM и SynRM2 и PMSA. Параметры исследуемых электродвигателей: конфигурация магнитной системы статора и ротора элетродвигателя типа SRM; конфигурация ротора для электродвигателей SynRM, SynRM2, PMSA; число витков обмоток статора варьировалось таким образом, чтобы обеспечить максимум электромагнитного момента в диапазоне частоты вращения $n = 100 \div 2000$ об/мин. При этом задавались неизменными следующие параметры: плотность тока $J = 5$ А/мм^2, рабочий зазор $\delta = 0.5$ мм, масса магнитов для моделей SynRM2 и PMSA $m_{PM} = 1.15$ кг. Общий вид магнитных систем исследуемых электродвигателей показан на рис. 1.

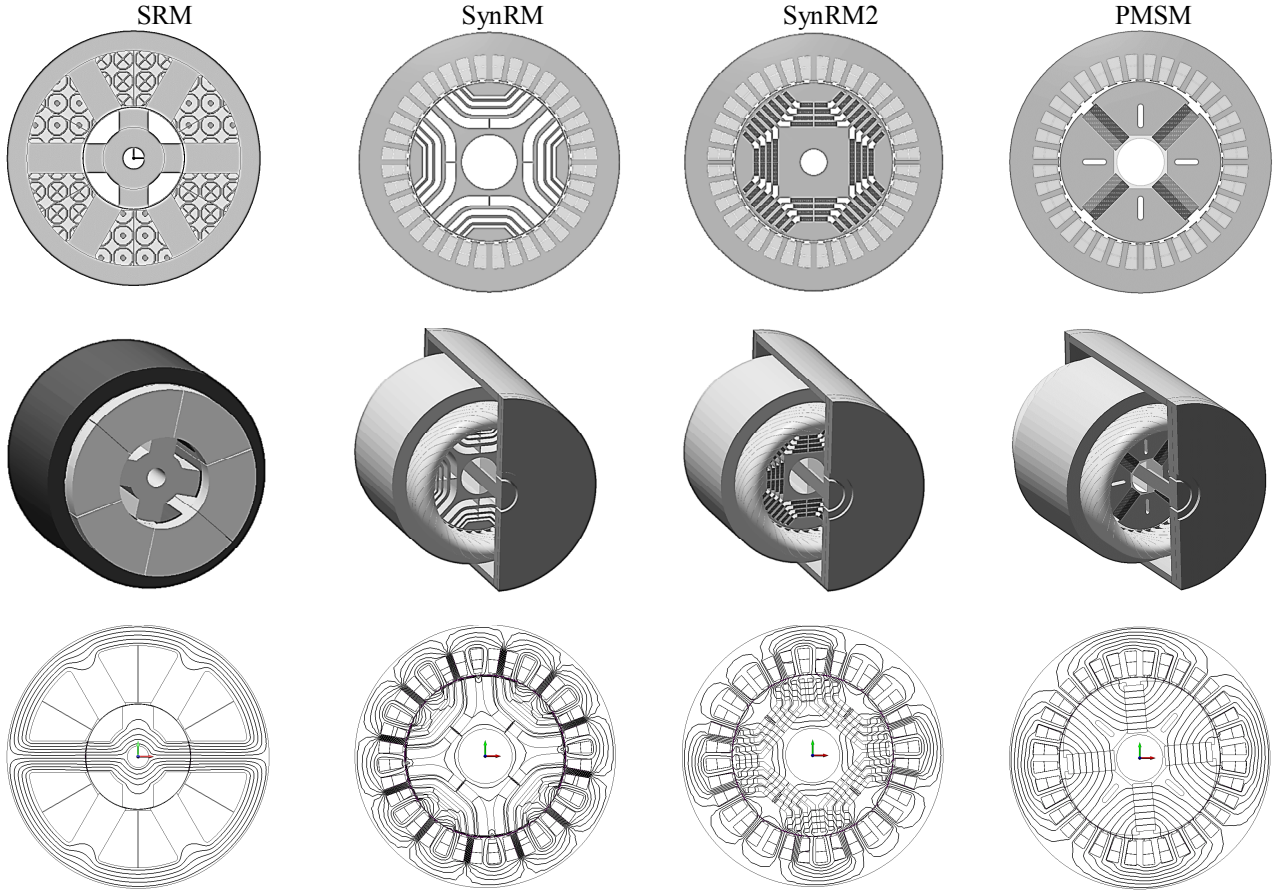


Рис. 1. Общий вид магнитных систем четырех типов электродвигателей и картина распределения индукции в магнитной системе

Результаты численного исследования. Для реализации поставленной цели на первом этапе для определения оптимальной конфигурации, которая обеспечивает максимум среднего электромагнитного момента в зоне коммутации (30° геометрических градусов для электродвигателя SRM и 90° – для остальных типов) было выполнено моделирование магнитостатики в пакете Infolytica Magnet и определенена зависимость электромагнитного момента от угла поворота ротора для каждой из моделей.

Оптимальные соотношения между внешним и внутренним диаметром статора, а также угловые величины полюсов статора и ротора для двигателя типа SRM взяты из [11].

Для электродвигателей типа SynRM и SynRM2 в пакете Infolytica можно выбирать количество слоев (от одного до четырех) и форму стальных промежутков в роторе. В результате предварительных расчетов было выбрано количество слоев равное четырем.

Сравнительный анализ магнитных систем электродвигателей с постоянными магнитами типа PMSA показал, что наибольшее значение электромагнитного момента у электродвигателя с тангенциальным намагничиванием постоянных магнитов, поэтому для исследований был выбран ротор с тангенциальной намагниченностью магнитов [12]. Для уменьшения пульсаций «зубцового» момента в данном двигателе применяется профилирование ферромагнитных полюсов.

Расчет магнитостатики для всех исследуемых моделей производился при следующих условиях: магнитопровод статора и ротора – сталь СТ2211; магнитопровод ротора электродвигателя PMSA – конструкционная сталь СТ20; остаточная индукция постоянных магнитов для SynRM2 – $B_г$ = 0.38 Тл, для PMSA – $B_г$ = 1.22 Тл; коэффициент заполнения обмоточного окна – 0.69; толщина магнитов модели SynRM2 – 3 мм; ширина магнита в зависимости от слоя, в котором находится магниты – 8÷15 мм; размеры магнитов для модели PMSA – 12.5×30.5 мм.

Картина распределения индукции в магнитной системе приведена на рис. 1. В результате расчетов определены следующие значения среднего электромагнитного момента в зоне коммутации: SRM – 15.6 Н·м, SynRM – 24 Н·м, SynRM2 – 27 Н·м, PMSA – 45 Н·м. Таким образом, наибольший электромагнитный момент у электродвигателя типа PMSA.

На втором этапе расчет рабочих характеристик для всех исследуемых электродвигателей производился в пакете Infolytica MotorSolve при следующих условиях: напряжение питания – 380 В; обмотки статора включены в «звезду»; коммутация фаз для двигателя типа SRM – поочередная; форма питающего тока в фазах статора для двигателей типа SynRM, SynRM2, PMSA – синусоидальная.

На рис. 2 приведена зависимость тока от положения ротора для электродвигателя SRM. На этом рисунке по оси абсцисс – угол в электрических градусах.

Рабочие характеристики, в частности, зависимость электромагнитного момента от частоты вращения ротора существенным образом зависят от числа витков обмоток статора.

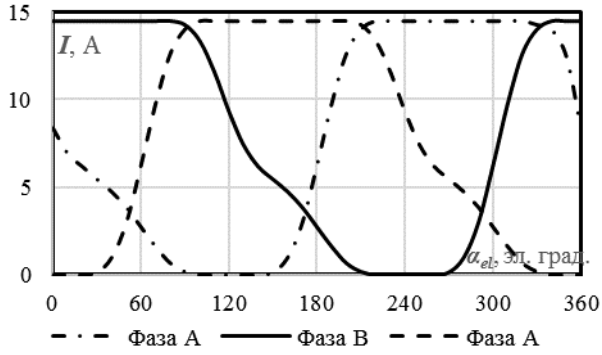


Рис. 2 – Зависимость тока от положения ротора для электродвигателя SRM

Чтобы обеспечить максимум электромагнитного момента в заданном диапазоне частоты вращения ротора необходимо подобрать оптимальное число витков обмоток статора. На рис. 3 приведена зависимость электромагнитного момента от частоты вращения ротора при разных значениях числа витков каждой из фаз для электродвигателя SRM.

Из приведеных результатов видно, что наибольший электромагнитный момент для диапазона частоты вращения ротора равного n = 100÷2000 об/мин наблюдается при числе витков W = 150. При большем числе витков кривая момента лежит ниже. Поэтому в дальнейших расчетах это значение числа витков принято за базовое.

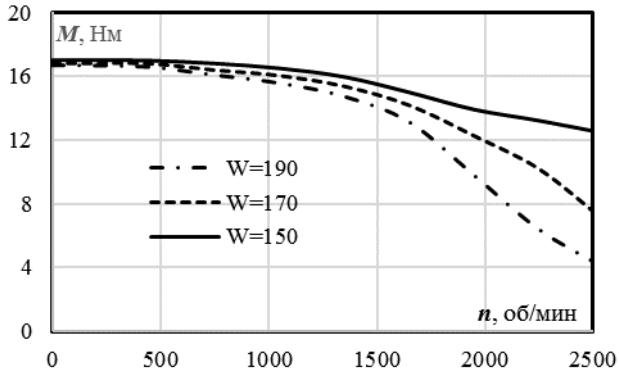


Рис. 3 – Зависимость элекутромагнитного момента от частоты вращения ротора при разных значениях числа витков каждой из фаз для элетродвигателя SRM

На рис. 4 приведена зависимость тока от положения ротора для электродвигателя SynRM2, форма тока питающего напряжения – синусоидальная, такая же форма тока используется и для двигателей SynRM и PMSA.

Для электродвигателей с синусоидальной формой питающего напряжения также необходимо в результате численных экспериментов подобрать число витков обмоток статора, при котором обеспечивается максимальный электромагнитный момент в заданном диапазоне частоты вращения ротора.

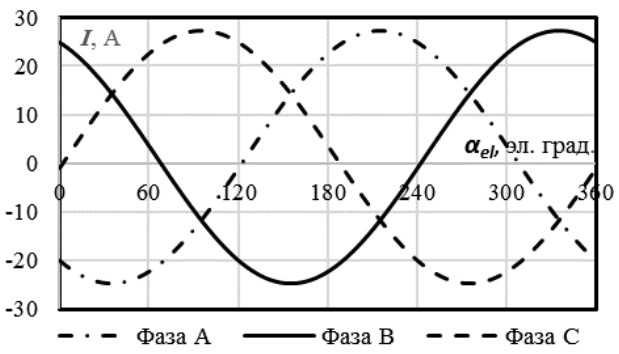


Рис. 4 – Зависимость тока от положения ротора для электродвигателя SynRM2

На рис. 5 приведена зависимость электромагнитного момента от частоты вращения ротора для нескольких значений числа витков обмоток статора. Из рассмотрения этих зависимостей видно, что оптимальное значением числа витков равно $W = 55$. При этом значении числа электромагнитный момент практически неизменен витков в заданном диапазоне частоты вращения ротора, его снижение начинается только при частоте вращения $n = 2300$ об/мин. При числе витков равном W = 45 кривая момента имеет точку перегиба при частоте вращения n = 2750 об/мин, однако и максимум выходной мощности будет примерно в этой точке, а значит для заданного диапазона частоты вращения это значение числа витков не является оптимальным. В результате численных экспериментов определено оптимальное число витков для каждого из двигателей, которые обеспечивают максимум электромагнитного момента и мощности в заданном диапазоне частоты вращения ротора.

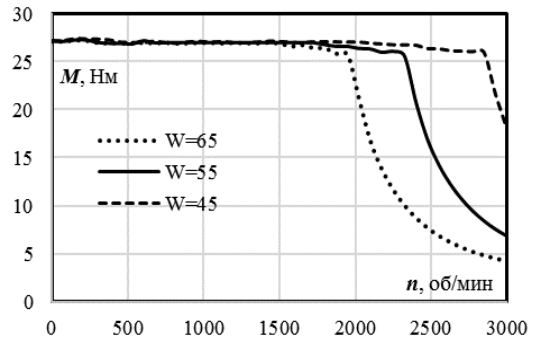


Рис. 5 – Зависимость электромагнитного момента от частоты вращения ротора при разных значениях числа витков каждой из фаз для электродвигателя SynRM2

Оптимальные значения числа витков для каждого из двигателй приведено в табл. 1.

Следует отметить, что на рабочие характеристики электродвигателя также существенным образом влияет угол опережения. В пакете MotorSolve можно в процессе численных экспериментов изменять угол опережения. Угол опержения определяет, при каких положениях ротора фазный ток имеет максимальное значение. Нулевой угол опережения означает, что фазный ток имеет максимальное значение, когда ось *q* ротора совмещена со средней линией включенной фазы. Оптимальные углы опережения для каждого из исследуемых электродвигателей приведены в табл. 1.

Датчик положения обратной связи позволяет коммутировать фазы двигателя таким образом, чтобы обеспечивать заданный угол опережения. На рис. 6 приведены рабочие характеристики (зависимость электромагнитного момента от частоты вращения ротора) для четырех исследуемых электродвигателей.

Таблица 1 – Основные технические параметры исследуемых электродвигателей

Наименование параметра	Ед. изм.	SRM	SynRM	SynRM^2	PMSM
Число полюсов		4	4	4	4
Число пазов статора		6	36	36	36
Диаметр магнитной системы	[мм]	168	168	168	168
Длина(толщина) магнитной системы	[мм]	100	100	100	100
Воздушный зазор	[мм]	0.5	0.5	0.5	0.5
Внутренний диаметр статора	[мм]	67.7	104	104	104
Масса стали статора	[кг]	8.31	7.48	7.48	4.08
Масса стали ротора	[кг]	1.68	3.07	3.89	7.48
Масса меди	[кг]	4.07	5.09	5.09	4.76
Масса магнитов	[кг]	–	–	1.15	1,15
Масса магнитной системы	[кг]	14.06	15.64	17.61	
Коэффициент заполнения катушек		0.69	0.69	0.69	0.69
Число витков		150	47	55	50
Угол опережения		0	45	45	20
Остаточная индукция магнитов	[Тл]	–	–	0.38	1,22
Марка стали		СТ2211	СТ2211	СТ2211	СТ2211
Плотность тока в обмотке	[А/мм^2]	5	5	5	5
Расчетный момент двигателя (n =100-1500 об/мин)	[Н·м]	15.6	24	27	44.5
Расчетный мощность двигателя (n = 1500 об/мин)	[кВт]	2.52	3.78	4.23	7

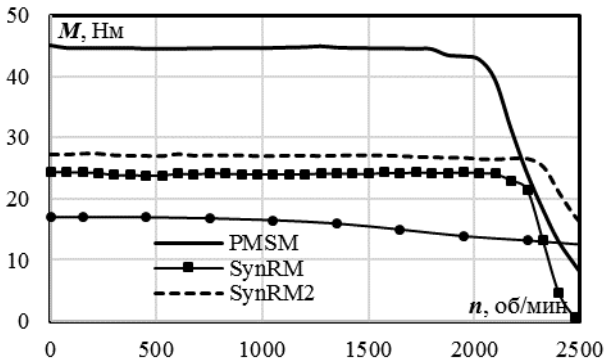


Рис. 6 – Сопоставление рабочих характеристик четырех типов электродвигателей при плотности тока $J = 5$ А/мм^2

Сопоставление этих характеристик позволяет констатировать, что наибольший электромагнитный момент у электродвигателя типа PMSM, расчетное значение электромагнитного момента для заданного диапазона частоты вращения у этого двигателя равно $M = 44.5$ Нм, т.е. в 2.85 раза больше, чем у электродвигателя SRM. Значение электромагнитного момента для электродвигателя SynRM равно соответствено $M = 24$ Нм, т.е в 1.54 раза больше, чем у электродвигателя SRM. Применение ферритовых магнитов для двигателя SynRM2 позволило повысить примерно на 12.5% электромагнитный момент по сравнению с электродвигателем типа SynRM и соответственно на 73% по сравнению с электродвигателем SRM.

На рис. 7 приведено сопоставление выходной мощности четырех типов электродвигателей.

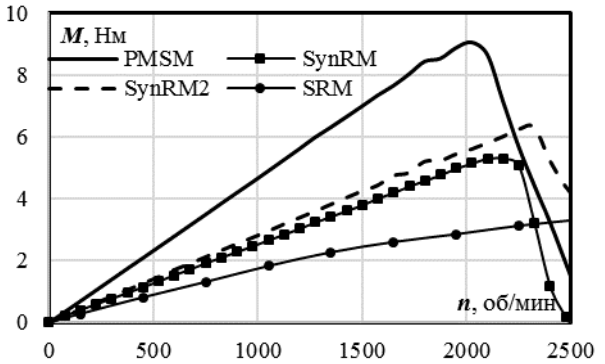


Рис. 7 – Сопоставление выходной мощности четырех типов электродвигателей при плотности тока $J = 5$ А/мм^2

Если за базу принять асинхронный двигатель АИР100S4, габаритные размеры которого равны размерам исследуемых электродвигателей, то следует констатировать следующее: при частоте вращения n = 1500 об/мин мощность АИР100S равна $P = 3$ кВт, соответственно SRM – $P = 2.52$ кВт, SynRM – $P = 3.78$ кВт, SynRM2 – P = 4.23 кВт, PMSA – $P = 7$ кВт.

Таким образом мощность электродвигателя SRM меньше на 16%, чем у АИР100S4. Соответстветствено для электродвигателя SynRM мощность на 26% больше, для SynRM2 – на 41% и для PMSA – на 133.3%, чем у АИР100S4.

Выводы.

1. В результате моделирования электродвигателей с различной конфигурацией магнитной системы установлено, что наибольшим электромагнитным моментом обладает конфигурация с неодимовыми магнитами в роторе (PMSM).

2. Для всех четырех типов исследуемых электродвигателей в заданном диапазоне частоты вращения (n = 500÷2000 об/мин) характеристика $M = f(n)$ содержит горизонтальный участок, что в отличии от стандартного асинхронного электродвигателя, регулируемого с помощью преобразователя частоты, является несомненным примуществом.

3. При идентичном статоре у элктродвигателя, имеющего ротор с переменным магнитным сопротивлением (SynRM), мощность на 26% больше (при частоте вращения n = 1500 об/мин) по сравнению со стандартным асинхронным электродвигателем АИР100S4 и соответственно на 41% для электродвигателя типа SynRM2 с ферритовыми постоянными магнитами в роторе и на 133.3% – для электродвигателя типа PMSA с неодимовыми магнитами в роторе.

Список литературы

1. Регулируемые электроприводы. – Режим доступа: http://mobile.studbooks.net. – Дата обращения: 05 апреля 2017.
2. Вентильные реактивные электродвигатели/генераторы. – Режим доступа: http://www.kaskod.ru. – Дата обращения: 14 апреля 2017.
3. Synchronous reluctance motor-drive packages. – Режим доступа: http://www.abb.com/ua. – Дата обращения: 17 апреля 2017.
4. ABB's new SynRM2 motor technology will deliver IE5 efficiency without rare earth magnets. – Режим доступа: http://www.abb.com/ua. – Дата обращения: 17 апреля 2017.
5. *Шумов Ю. Н.* Энергосберегающие электрические машины для привода электромобилей и гибридных автомобилей (Обзор зарубежных разработок) / *Ю. Н. Шумов, А. С. Сафронов*. // Электричество. – 2016. – №1. – С.55–65.
6. *Васильев Л.О.* Одновременная коммутация фаз и ее влияние на выходные характеристики ВРД / *Л.О. Васильев, Ю.В. Мнускин, А.И. Лужнев* // Наукові праці Донецького державного технічного університету. Серія: "Електротехніка і енергетика". – 2003. – Вип. 50. – С.43-47
7. *Мазуренко Л. І.* Моделювання режимів та регулювання частоти обертання вентильно-індукторного двигуна з перетворювачем із С-скиданням і коливальним поверненням енергії при зміні кутів комутації / *Л.І. Мазуренко, О.В. Бібік, О.А., М.О. Шихненко* // Вісник Національного технічного університету «ХПІ»: зб. наук. пр. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016. – Вип. 11 (1183). – С. 64 – 69.
8. *Liu C. T.* Field Path Design Assessments of a High-Performance Small-Power Synchronous-Reluctance Motor / *C. T. Liu, T. Y. Luo, C. C. Hwang and B. Y.* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – vol. 51. – No. 11. – pp. 1-4.
9. *Zhang Jian.* Optimal system efficiency operation of dual PMSM motor drive for fuel cell vehicles propulsion / *Zhang Jian, Wen Xuhui, Zeng Lili* // IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2009. – pp. 1889-1892.
10. *Антонов А. Е.* Сопоставительный анализ вентильных двигателей с пассивным и активным ротором / *А. Е. Антонов, И. Н. Радимов, В. В. Рымша* // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2005. – № 1. – С.53-56.
11. *Бібік О.В.* Проектування вентильно–реактивного двигуна з метою зменшення пульсацій електромагнітного момента / *О.В. Бібік, В.В. Гребеніков, М. В. Приймак* // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 4. – С. 117-119.
12. *Гребеников В. В.* Сравнительный анализ магнитных систем электродвигателей с постоянными магнитами для электробуса / *В. В. Гребеников, М. В. Прыймак* // Вісник НТУ «ХПІ»: Сер.: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016 – Вип. 11 (1183). – С.42–48.

References (transliterated)

1. Reguliruemye jelektroprivody. Available at: http://mobile.studbooks.net. (accessed 05.04.2017).
2. *Ventil'nye reaktivnye jelektrodvigateli/generatory* [Gate jet motors/generators]. Available at: http://www.kaskod.ru. (accessed 14.04.2017).
3. Synchronous reluctance motor-drive packages. Available at: http://www.abb.com/ua. (accessed 17.04.2017).
4. ABB's new SynRM2 motor technology will deliver IE5 efficiency without rare earth magnets. Available at: http://www.abb.com/ua. (accessed 17.04.2017).
5. Shumov Ju. N., Safronov A. S Jenergosberegajushhie jelektricheskie mashiny dlja privoda jelektromobilej i gibridnyh avtomobilej (Obzor zarubezhnyh razrabotok) [Energy-saving electrical machines for driving electric cars and hybrid cars (Overview of foreign developments)]. *Jelektrichestvo*. 2016, no. 1. pp. 55–65.
6. Vasil'ev L.O., Mnuskin Ju.V., Luzhnev A.I. Odnovremennaja kommutacija faz i ee vlijanie na vyhodnye harakteristiki VRD [Simultaneous phase switching and its influence on the output characteristics of the SRM]. *Naukovi pratsi Donets'koho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu. Seriya: "Elektrotekhnika i enerhetyka"*. 2003, vol. 50, pp. 43-47.
7. Mazurenko L. I., Bibik O.V., Bilyk, Shykhnenko M.O. Modelyuvannya rezhymiv ta rehulyuvannya chastoty obertannya ventyl'no-induktornoho dvyhuna z peretvoryuvachem iz S-skydannyam i kolyval'nym povernennyam enerhiyi pry zmini kutiv komutatsiyi [Simulation mode and speed control of switched reluctance motor using a converter with the C-dump and the oscillation return of energy at changing switching angles]. *Visnyk* NTU *«KhPI»: Ser: Elektrychni mashyny ta elektromekhanichne peretvorennya enerhiyi*. 2016, vol. 11(1183), pp. 64-69.
8. C.T. Liu, T.Y. Luo, C.C. Hwang and B.Y. Chang Field Path Design Assessments of a High-Performance Small-Power Synchronous-Reluctance Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2015, vol. 51, no. 11, pp. 1-4.
9. Zhang Jian, Wen Xuhui, Zeng Lili Optimal system efficiency operation of dual PMSM motor drive for fuel cell vehicles propulsion. *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. 2009, pp. 1889-1892.
10. Antonov A.E., Radimov I.N., Rymsha V.V. Sopostavitel'nyj analiz ventil'nyh dvigatelej s passivnym i aktivnym rotorom [Comparative analysis of valve motors with a passive and active rotor]. *Pr. In-tu elektrodynamiky NAN Ukrayiny*. 2005, no. 1. pp. 53-56.
11. Bibik O.V. Grebenikov V.V. Pryymak M.V. Proektuvannya ventyl'no–reaktyvnoho dvyhuna z metoyu zmenshennya pul'satsiy elektromahnitnoho momenta [Design of the Switched Reluctance Motor for reducing the electromagnetic torque ripple]. *Tekhn. Elektrodynamika*. 2014, no. 4. pp. 117-119.
12. Grebenikov V. V. Pryjmak M.V. Sravnitel'nyj analiz magnitnyh sistem jelektrodvigatelej s postojannymi magnitami dlja jelektrobusa [Comparative analysis of magnetic systems of electric motors with permanent magnets for electric bus] *Visnyk* NTU *«KhPI»: Ser: Elektrychni mashyny ta elektromekhanichne peretvorennya enerhiyi*. 2016, vol. 11(1183), pp. 42-48.

Поступила (received) 28.04.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Сравнительный анализ электродвигателей с различной конфигурацией магнитных систем / В. В. Гребеников // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 119–124. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Порівняльний аналіз електродвигунів с різною конфігурацією магнітних систем / В. В. Гребеніков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – Харків : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 119–124. – Библиогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

Comparative analysis of electric motors with various configuration of magnetic systems / V. V. Grebrnikov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv: NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 119–124. – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Гребеніков Віктор Володимирович – доктор технічних наук, провідний науковий співробітник, Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ; тел. (067) 441-73-72; e-mail: elm1153@gmail.com.

Гребеников Виктор Владимирович – доктор технических наук, ведущий научный сотрудник, Институт электродинамики национальной академии наук Украины; г. Киев; тел. (067) 441-73-72; e-mail: elm1153@gmail.com.

Grebenikov Viktor Vladimirovich – Doctor of Technical Sciences, Leading Reseacher, the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv; tel. (067) 441-73-72; e-mail: elm1153@gmail.com.

УДК 621.316

О. Ю. ЮР'ЄВА

ОСОБЛИВОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ КОАКСІАЛЬНИХ ЛІНІЙНИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

Подано принципи проектування коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами. Наведено принципи обирання електромагнітних навантажень та розмірів постійних магнітів. Представлено формулу машинної постійної для коаксіальних лінійних двигунів. Визначено математичний зв'язок між розмірами постійного магніту, його характеристиками та електромагнітними навантаженнями. Наведені співвідношення між елементами активної частини двигуна. На прикладі двигуна потужністю 500 Вт апробовано запропоновану методику проектування коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами.

Ключові слова: коаксіальний лінійний двигун, постійний магніт, проектування, статор, бігун, тягове зусилля.

Представлены принципы проектирования коаксиальных линейных двигателей с постоянными магнитами. Приведены принципы выбора электромагнитных нагрузок и размеров постоянных магнитов. Представлена формула машинной постоянной для коаксиальных линейных двигателей. Определена математическая связь между размерами постоянного магнита, его характеристиками и электромагнитными нагрузками. Приведены соотношения между элементами активной части двигателя. На примере двигателя мощностью 500 Вт апробирована методика проектирования коаксиальных линейных двигателей с постоянными магнитами.

Ключевые слова: коаксиальный линейный двигатель, постоянный магнит, проектирование, статора, бегун, тяговое усилие.

Purpose. Presentation of the principles and the results of design of coaxial linear motor with permanent magnets**. Methodology.** Suggested design principles are based on the use of Arnold machinery constant. Electric and magnetic loading is determined motor apparent power of motor. Characteristics and dimensions of permanent magnet is determined motor apparent power of motor also. The correctness of the obtained size of the active part of the motor checked draft force. **Results.** The test calculations are conducted on a 500 W coaxial linear motor for submersible pump plunger. Proposed design principles obtained mathematical relationship between nominal data, electromagnetic characteristics, geometrical dimensions allow creating new and improve existing coaxial linear motors. **Originality.** Proposed design principles obtained mathematical relationship between nominal data, electromagnetic characteristics, geometrical dimensions allow creating new and improve existing coaxial linear motors. **Practical value.** These design features proposed for use in research and engineering practice.

Keywords: coaxial linear motor, permanent magnet, design, stator, runner, draft force.

Вступ. Отримання висококоерцитивних постійних магнітів на базі рідкісноземельних елементів, наприклад, NdFeB, призвело до більш широкого використання у побутовій і промисловій техніці різноманітних конструкцій електромеханічних перетворювачів енергії зі збудженням від постійних магнітів. Їх застосування сприяє переходу до більш дешевих двигунів загального та спеціалізованого призначення, дозволяє значно поліпшити корисну потужність.

Доцільність розробки та застосовування електроприводів на основі лінійних двигунів визначається не тільки спрощенням та здешевленням механізмів зворотно-поступового руху, але й підвищенням надійності, зниженням механічних втрат потужності, зменшенням експлуатаційних втрат.

Умови експлуатації лінійних електроприводів обмежують габаритні розміри обладнання та, як слідство, вибір конструкції лінійних двигунів. Наприклад, для коаксіальних лінійних двигунів, що працюють в насосних установках, обмежувальним фактором є діаметр насосно-компресорної труби, де встановлюється двигун; для вібраційних установок – маса двигуна; для офісної техніки, сканерів та принтерів – маса та габаритні розміри, а також точність позиціонування робочого органу. При таких умовах обертові електродвигуни мають відносно низькі техніко-енергетичні показники. Також на вибір конструкції лінійного двигуна впливає питома механічна потужність та тягове зусилля, яке створюється електромагнітними силами в повітряному проміжку лінійного двигуна та передається на робочий орган.

Постановка задачі. Натепер не існує загальноприйнятої методики проектування коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами. Конструкції коаксіальних лінійних двигунів, що досліджуються в теперішній час в нашій країні, були отримані або інтуїтивно, або готовими для прикладних досліджень. Тому з'явилась потреба у створенні методики проектування, яка дозволила би створювати нові двигуни або удосконалювати існуючі.

Об'єкт дослідження. Створення методики проектування коаксіальних лінійних двигунів з урахуванням їхнього призначення, техніко-економічних та енергетичних характеристик. Визначення принципів прийняття рішення щодо обрання конструкції коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами.

Опис конструкції коаксіального лінійного двигуна. В коаксіальному лінійному двигуні рухома та нерухома частини виконуються як коаксіальні циліндри, з'єднані через ковзний вузол. Специфічність конструкції лінійного двигуна визначила появу і деяких спеціальних термінів, застосовуваних для позначення окремих його частин.

Натепер ще не прийнята єдина система термінології, тому в технічній літературі однаковий зміст вкладається в поняття: нерухома частина – статор – первинний елемент – індуктор, рухома частина – ротор – вторинний елемент – бігун – якір – реактивна смуга. Частина двигуна, яка отримує енергію з мережі, може називатися статором (хоча вона не завжди є нерухомою частиною), а частина двигуна, яка отримує енергію зі статора, – вторинним елементом.

Одна з типових конструкцій коаксіального

©О.Ю Юр'єва , 2017

лінійного двигуна наведена на рис. 1. Статор двигуна має вигляд труби і складається з осердя *1* та обмотки *2*. Усередині статора розташовується бігун, який набирається з постійних магнітів *3* та шайб *4* на загальний шток *5*. До штоку приєднується робочий орган залежно від призначення двигуна.

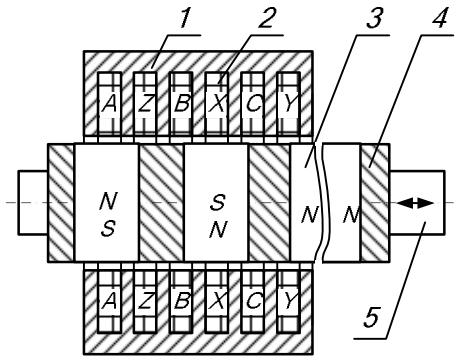


Рис. 1 – Коаксіальний лінійний двигун

Осердя статора та бігуна виконуються масивними. Тому вони можуть складатися з окремих шайб (на рисунку не показано), що значно покращує технологічність конструкції. Шайби статора та бігуна є частинами магнітопроводу. Але в цьому разі на шляху основного магнітного потоку в місцях дотику шайб з'являються маленькі повітряні проміжки, що підвищують магнітний опір магнітопроводу.

Обмотка статора складається з окремих котушок, які з'єднуються групами і утворюють обмотки окремих фаз. При підключенні до мережі обмоток статора уздовж його внутрішньої поверхні утворюється біжуче магнітне поле. Взаємодія магнітного поля обмотки статора з магнітним полем постійних магнітів створює електромагнітну силу, що діє уздовж бігуна, яка і викликає (при закріпленому статорі) рух вторинного елемента в осьовому напрямку. Полюси бігуна розташовуються по середині між постійними магнітами, намагніченими в осьовому напрямку. Різнойменні полюси магнітних полів обмотки статора та постійних магнітів притягуються один до одного та пересуваються синхронно. Тобто, за принципом дії коаксіальний лінійний двигун з постійними магнітами є синхронною машиною.

На обмотку статора подається живлення від джерела змінного струму через перетворювач частоти. Необхідність встановлення перетворювача частоти обумовлена необхідністю регулювання швидкості лінійного переміщення ротора – саме частота струму в обмотці статора визначає лінійну швидкість бігуна. У міру переміщення максимуму струму по фазах обмотки статора будуть пересуватися полюси обмотки статора, синхронно з якими буде рухатися бігун.

Довжина лінійного переміщення ротора визначає кількість полюсів ротора, тобто кількість полюсних кроків ротора та кількість постійних магнітів. Для вібраційних лінійних двигунів [1], що здійснюють зворотно-поступовий рух бігуна амплітудою до 1 мм, достатньо подвійного полюсного кроку. Для лінійних двигунів плунжерних насосів хід поршня може сягати 1 м, тоді кількість полюсних кроків треба збільшувати, а, отже, зростатиме кількість полюсів. Величина лінійного переміщення бігуна визначає кількість постійних магнітів, які потрібні для створення лінійного двигуна в цілому.

Трубчаста конструкція лінійних двигунів характеризується аксіальним напрямком магнітного потоку у бігуні (вторинному елементі) на відміну від плаского лінійного двигуна, в якому магнітний потік має радіальний напрямок.

Формула машинної постійної для коаксіального лінійного двигуна.

Обґрунтування конструктивних особливостей лінійного двигуна виконується за допомогою формули машинної постійної для машин змінного струму [2]. Як відомо, виведення формули машинної постійної базується на формулі повної потужності:

$$S = m_s \cdot E \cdot I ,$$

де m_s – кількість фаз обмотки статора, E – діюче значення ЕРС фазної обмотки статора; I – діюче значення струму фазної обмотки статора.

Величина ЕРС E залежить від форми сигналу перетворювача частоти. Для спрощення аналізу приймається синусоїдний розподіл в часі на полюсному кроці. Тоді

$$E = \pi \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot f \cdot \Phi_m \cdot K_W ,$$

де N – кількість витків фазної обмотки статора; f – частота мережі; Φ_m – максимальне значення магнітного потоку; K_W – обмотковий коефіцієнт обмотки статора.

Обмотку статора рекомендується виконувати зосередженою, щоби розподілення обмотки не знижувало величини ЕРС. В такому випадку коефіцієнт $K_W = 1$. Тобто одна котушка повинна мати N витків, які необхідно розташувати в одному пазу. У разі неможливості розташування усіх витків у одному пазу необхідно перейти до розподіленої обмотки.

Максимальне значення магнітного потоку

$$\Phi_m = B_\delta \cdot S_m ,$$

де B_δ – середнє значення магнітної індукції, яку створює постійний магніт в повітряному проміжку; S_m – площа поверхні, яку перетинає магнітний потік постійного магніту.

Для прийнятої коаксіальної форми двигуна величина S_p буде визначатися площею бокової поверхні постійного магніту, виконаного у формі кільця,

$$S_m = \frac{\pi\left(d_m^2 - d_0^2\right)}{4},$$

де d_m та d_0 – зовнішній та внутрішній діаметри постійного магніту відповідно (рис. 2).

Лінійне навантаження лінійного двигуна може бути представлено, за визначенням, як кількість струму на одиницю довжини лінії, уздовж якої розташовано обмотку статора:

$$A = \frac{m_s \cdot I \cdot N}{l_s},$$

де l_s – активна довжина статора.

Підставляючи отримані формули до формули

повної потужності, отримується математичний зв'язок між номінальними даними, електромагнітними навантаженнями та головними розмірами коаксіального лінійного двигуна з постійними магнітами при синусоїдному змінюванні струму обмотки статора у часі. Це є формулою машинної постійної для коаксіального лінійного двигуна:

$$S = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} \cdot f \cdot A \cdot B_\delta \cdot \left(d_m^2 - d_0^2\right) \cdot l_s \cdot K_W . \qquad (1)$$

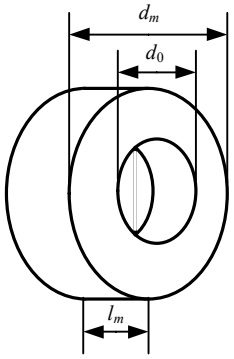


Рис. 2 – Розміри кільцевого постійного магніту

З отриманої залежності можна зробити висновок, що для збільшення потужності коаксіального лінійного двигуна електромагнітні навантаження та головні розміри повинні збільшуватися. Цей висновок не суперечить теорії класичних обертових електричних машин. Але обмеження, що накладаються на коаксіальні лінійні двигуни, створюють особливості їх конструювання.

З огляду на конструктивні особливості лінійного коаксіального двигуна можна визначити принципи визначення розмірних співвідношень активних частин.

Вибір об'єму постійного магніту. Натепер найпоширенішим матеріалом постійних магнітів є сплав на основі рідкісноземельних металів неодиму, заліза та бору, Nd–Fe–B. Для сучасних постійних магнітів Nd–Fe–B робоча температура може сягати 120°C при остаточній магнітній індукції B_r 1,35 Тл та коерцитивній силі H_c 1359 кА/м [3].

Активний об'єм постійного магніту V_m визначає номінальну вихідну потужність двигуна [4]:

$$P_N = \frac{\pi\sqrt{3} \cdot f_N \cdot B_r \cdot H_c \cdot V_m}{1 + \frac{1}{k_e}} ,$$

де k_e – коефіцієнт відношення ЕРС у фазі обмотки статора до номінальної фазної напруги, знаходиться в діапазоні 1,01–1,06, як і для синхронних двигунів; f_N – номінальна частота.

Об'єм кільцевого постійного магніту

$$V_m = \frac{\pi\left(d_m^2 - d_0^2\right)}{4} \cdot l_m ,$$

де l_m – товщина постійного магніту (див. рис. 2).

Розміри постійного магніту отримуються із наявного ряду, що визначить реальний об'єм постійного магніту. Реальний об'єм постійного магніту повинен перебільшувати розрахунковий.

Вихідна потужність P_N визначається повною потужністю S_N з урахуванням коефіцієнта потужності $\cos\varphi_N$ та ККД η_N у номінальному режимі:

$$P_N = S_N \cdot \cos\varphi_N \cdot \eta_N .$$

Виконуючи перетворення формул, що пов'язують активний об'єм постійного магніту, отримується вираз номінальної повної потужності через характеристики постійного магніту:

$$S_N = \frac{\pi^2\sqrt{3} \cdot f_N \cdot B_r \cdot H_c \cdot \left(d_m^2 - d_0^2\right) \cdot l_m}{4 \cdot \left(1 + \frac{1}{k_e}\right) \cdot \cos\varphi_N \cdot \eta_N} . \qquad (2)$$

Прирівнюючи формули повних потужностей (1) і (2) для номінального режиму, отримується математичний зв'язок між електромагнітними навантаженнями статора, характеристиками постійного магніту та енергетичними величинами:

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot A \cdot B_\delta \cdot l_s \cdot K_W = \frac{B_r \cdot H_c \cdot l_m}{\left(1 + \frac{1}{k_e}\right) \cdot \cos\varphi_N \cdot \eta_N} . \qquad (3)$$

На етапі створення технічного завдання формули (1), (2), (3) допомагають у прийнятті рішення про можливість використання коаксіального лінійного двигуна для заданих потреб, визначитись з розмірами та матеріалом постійних магнітів.

Завдання на проектування лінійного коаксіального двигуна. При отриманні замовлення на проектування двигуна необхідно визначитись з такими величинами: номінальна потужність двигуна P_N, номінальна напруга U_N мережі (визначає номінальну лінійну напругу двигуна), кількість фаз живильної мережі m_s (визначає кількість фаз обмотки статора), номінальна частота живильної мережі f_N (визначається перетворювачем частоти), номінальний коефіцієнт потужності мережі $\cos\varphi_N$, обмеження за масою або габаритними розмірами двигуна, довжина лінійного пересування бігуна.

При з'ясуванні завдання на проектування необхідно мати на увазі, що номінальна потужність лінійного двигуна визначається добутком тягового зусилля F_N та лінійної швидкості пересування бігуна v_N в номінальному режимі:

$$P_N = F_N \cdot v_N .$$

Лінійна швидкість пересування магнітного поля обмотки статора та бігуна уздовж осі для номінального режиму

$$v_N = 2\tau_p \cdot f_N ,$$

де τ_p – полюсний крок.

Тому для лінійних двигунів в завданні на проектування можуть зазначатись тягове зусилля F_N або (та) лінійна швидкість пересування v_N.

Живлення електричної частини установки доцільно виконувати від трифазної мережі змінного струму за допомогою станції керування на основі перетворювача частоти. Це дозволить керувати швидкістю пересування робочого органу.

Розрахунок магнітного потоку, що створюється

постійним магнітом, виконується за загальними правилами: визначаються координати точки перетину залежностей магнітного потоку в повітряному проміжку від МРС зовнішнього кола $\Phi_\delta(F_{in})$ та магнітного потоку розсіяння від МРС зовнішнього кола $\Phi_{id}(F_{in})$ [5].

Залежність магнітного потоку в повітряному проміжку від МРС зовнішнього кола $\Phi_\delta(F_{in})$ є прямою лінією, яка проходить через початок координат та точку з координатами ($\Lambda_\delta \cdot H_c \cdot l_m$; $H_c \cdot l_m$), де Λ_δ – магнітна провідність повітряного проміжку для ротора з аксіальним намагнічуванням постійних магнітів.

Залежність магнітного потоку розсіяння від МРС зовнішнього кола $\Phi_{id}(F_{in})$ є прямою лінією та проходить через точки з координатами (0; $B_r \cdot S_m$) та ($H_c \cdot l_m$; 0).

Координати робочої точки магніту (точки перетину залежностей $\Phi_\delta(F_{in})$ та $\Phi_{id}(F_{in})$) визначають номінальну МРС магніту F_{nom} та номінальний магнітний потік Φ_{nom}.

Для визначення магнітної провідності повітряного проміжку Λ_δ необхідно знати величину полюсного кроку.

Визначення полюсного кроку пов'язано зі складнощами. Полюсний крок статора повинен дорівнювати полюсному кроку бігуна, як і у обертових синхронних машин, $\tau_{ps} = \tau_{pr} = \tau_p$. Величина полюсного кроку повинна бути достатньою для розміщення постійного магніту товщиною l_m та зубцевих поділок статора кількістю $m_s \cdot q_s$, де q_s – кількість пазів на полюс фазу обмотки статора, що буде визначено при її проектуванні. Тому розташування постійних магнітів на бігуні визначається однозначно розмірами паза та зубця статора.

Крім того, при визначенні полюсного кроку бігуна та статора необхідно зважувати на величину тягового зусилля, яке може розвинути двигун в усталеному режимі роботи.

З досвіду проектування полюсний крок пропонується визначати як $\tau_p = (6–8)\, l_m$.

Проектування статора. Статор коаксіального лінійного двигуна проектується за таким самим порядком, як і статор класичної обертової електричної машини. Відмінності стосуються визначення геометрії пазово-зубцевої зони.

Фазні обмотки статора з'єднуються за схемою Y. В цьому випадку фазна напруга обмотки статора

$$U_{\varphi N} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}.$$

Номінальний фазний струм обмотки статора

$$I_{sN} = \frac{P_N}{m_s \cdot U_{\varphi N} \cdot \cos\varphi_N \cdot \eta_N}.$$

Значення номінального ККД обирається в залежності від призначення двигуна. Так, наприклад, в двигунах для офісної техніки ККД становить близько 0,1, для силового електроприводу – з діапазону 0,5–0,9. Після визначення робочих характеристик уточнюється.

Кількість витків фазної обмотки статора

$$N_s = \frac{k_e \cdot U_{\varphi N}}{\pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{nom} \cdot f_N \cdot K_{Ws}},$$

Площа поперечного перерізу неізольованого провідника обмотки статора визначається через густину струму J, яка для сучасних мідних проводів знаходиться в межах 4,5–8 А/мм^2 :

$$S_{QCu} = \frac{I_{sN}}{J_s}.$$

За значенням S_{QCu} обирається стандартний провідник діаметром ізольованого проводу d_s.

Розміри паза статора визначаються розмірами котушки обмотки статора. З огляду на те, що обмотку статора прийнятніше виконувати зосередженою, з кількістю пазів на полюс і фазу $q_s = 1$, усі витки фазної обмотки повинні розміщуватися в одному пазу. Таким чином площа поперечного перерізу паза статора буде дорівнювати площі поперечного перерізу усіх витків фазної обмотки статора з урахуванням коефіцієнту заповнення K_{Qs}:

$$S_s = N_s \cdot \frac{\pi d_s^2}{4K_{Qs}}.$$

Коефіцієнт заповнення паза статора K_{Qs} залежить від технології виготовлення котушок обмотки статора, типу проводу обмотки статора, товщини корпусної ізоляції, та може знаходитися в межах 0,5–0,8.

З технологічних міркувань форма паза статора повинна наближатись до квадрату, тобто

$$h_s \approx \sqrt{S_s}.$$

З досвіду проектування висота паза статора h_s повинна приблизно дорівнювати висоті спинки статора h_{ys}.

При великій номінальній напрузі U_N та малій частоті f_N кількість витків фазної обмотки статора N_s стає настільки великою, всі витки неможливо розташувати в одному пазу. Тоді необхідно переходити на розподілену обмотку статора з $q_s \geq 2$.

Остаточно розміри паза статора визначаються після магнітного розрахунку.

Магнітний розрахунок здійснюється за загальними правилами для електричних машин з урахуванням шляху проходження магнітного потоку (рис. 3).

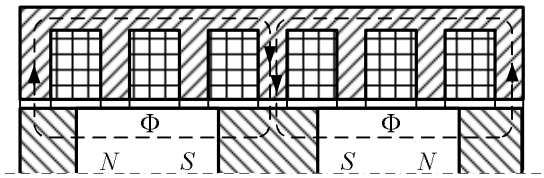


Рис. 3 – Магнітне коло коаксіального лінійного двигуна

Магнітна напруга зовнішнього магнітного кола двигуна F_{out} складається з магнітних напруг ділянок: повітряного проміжку F_δ, зубців статора F_{ts}, спинки статора F_{ys}, спинки бігуна F_{yr}:

$$F_{out} = F_\delta + F_{ts} + F_{ys} + F_{yr}.$$

Значення магнітної напруги зовнішнього

магнітного кола двигуна, отримане для номінального магнітного потоку, $F_{out\ nom}$ повинно співпадати з номінальною МРС магніту F_{nom}. В іншому випадку необхідно змінити геометрію магнітного кола.

Розрахунок тягового зусилля лінійного коаксіального двигуна. Перевіркою правильності проектування зубцево-пазової зони статора та бігуна на полюсному кроці є розрахунок залежності тяго–вого зусилля від величини лінійного переміщення бігуна в номінальному режимі $F_N(x)$. Вісь координати x жорстко зв'язана зі статором. При проектування пропонується використовувати методику, викладену в [4], в якій магнітний потік лінійного двигуна при навантаженні пропонується поділити на складові: магнітний потік, що проходить крізь повітряний проміжок та змикається по магнітопроводу; магнітний потік крайового ефекту, що проходить по боках магнітопроводу, та магнітний потік розсіяння, що проходить повз магнітопровід. При переміщенні бігуна виникає перерозподіл складових магнітних потоків (рис. 4). Тобто магнітний потік є функцією лінійного переміщення x, що впливає на величину тягового зусилля F_N.

При переміщенні бігуна з постійними магнітами, наприклад, праворуч, коли $x > 0$, відбувається перерозподіл магнітних потоків. При розрахунку тягового зусилля вважається, що струм в обмотці статора змінюється за синусоїдним законом з незмінною частотою та амплітудою.

За початкове положення (координата $x = 0$) приймається положення, коли постійні магніти розташовуються симетрично по відношенню до осі котушки фази *A* (рис. 4, *а*). У міру просування бігуна уздовж розточки статора кожен з трьох магнітних потоків змінює свій шлях та проходить крізь ділянки з різною магнітною провідністю (рис. 4, *б*).

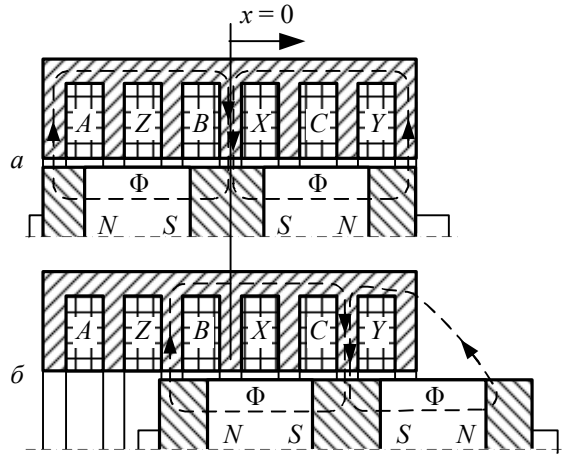


Рис. 4 – Схематичне зображення розподілу магнітного потоку при переміщенні бігуна

В початковому положенні ($x = 0$) електромагнітна сила сягає свого максимального значення. У міру просування бігуна електромагнітна сила змінюється. Змінення електромагнітної сили залежить від взаємного розташування полюсів статора та ротора. Електромагнітна сила в межах одного полюсного кроку повинна змінюватись незначно, що свідчитиме про сталу роботу двигуна.

При виконанні цієї умови розміри коаксіального лінійного двигуна можна вважати остаточними.

Приклад проектування лінійного коаксіального двигуна. За запропонованою методикою було спроектовано коаксіальний лінійний двигун для занурюваного плунжерного насоса (рис. 5). Бігун складається з постійних магнітів *1* та кільцевих шайб *2* для проведення магнітного потоку. Статор складається з котушок обмотки статора *3* та профільованих шайб *4*, що утворюють зубці та спинку статора. Двигун монтується безпосередньо в обсадовій трубі (на рис. 5 не показано). Двигун розраховувався на номінальну потужність 500 Вт, номінальну напругу 30 В, номінальний коефіцієнт потужності 0,9 з частотою 5 Гц через перетворювач частоти. Обмежуючим фактором був зовнішній діаметр статора, який становив 117 мм. Ця умова викликана діаметром обсадової труби, де монтується двигун.

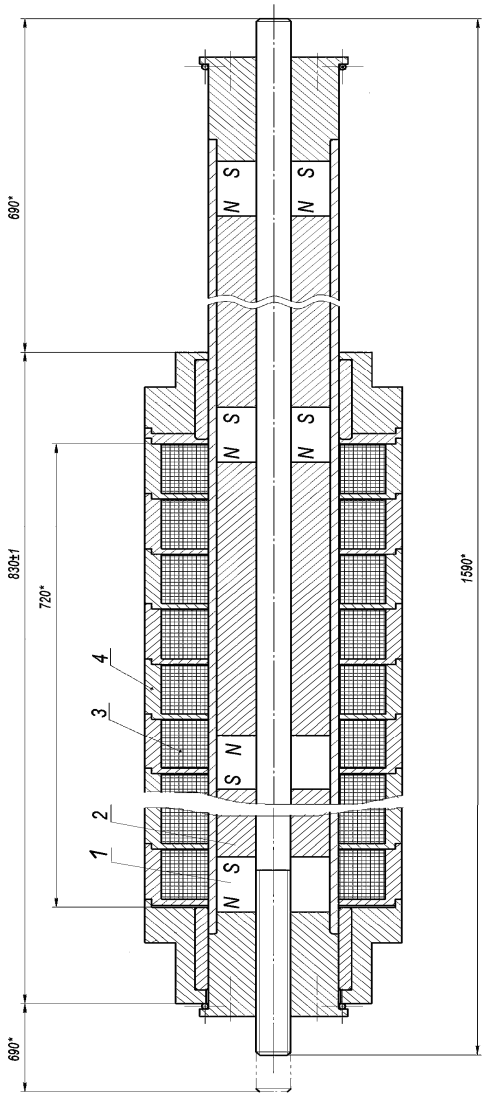


Рис. 5 – Загальний вигляд коаксіального лінійного двигуна потужністю 500 Вт для занурюваного насоса

Для забезпечення ходу штока на 500 мм кількість постійних магнітів на роторі становить 16. Було обрано

кільцевий постійний магніт Nd–Fe–B зі стандартними розмірами: зовнішнім діаметром 60 мм, внутрішній діаметром 15 мм, товщиною 30 мм; остаточною магнітною індукцією 1,26 Тл, коерцитивною силою 10^6 А/м. Повітряний проміжок між статором і бігуном обрано величиною 0,5 мм за технологічними умовами складання двигуна, а саме, можливості заведення ротора до статора. Обмотка статора виконана чотириполюсною. Фазна обмотка статора, що складається з 290 витків, з кількістю пазів на полюс і фазу 2. Трифазна обмотки статора займає 24 паза висотою 20 мм, шириною 27 мм.

На полюсному кроці довжиною 179 мм забезпечується тягове зусилля величиною 3,8 кН.

Висновки. Специфічність методики проектування коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами викликана особливостями конструкції та застосування цих двигунів.

Електромагнітні навантаження визначаються за формулою машинної постійної з урахуванням об'єму постійного магніту. При узгодженні технічного завдання на проектування необхідно зазначати специфічні номінальні дані. Наприклад, лінійний рух бігуна обумовив появу лінійної швидкості замість кутової в обертових електричних машинах. Поява тягового зусилля в технічному завданні на проектування викликана особливостями роботи двигунів в безредукторному електроприводі. Хід штоку залежить від призначення двигуна.

При розрахунку магнітного потоку, що створюється постійними магнітами на бігуні, необхідно враховувати специфіку визначення полюсного кроку, який залежить від розмірів пазово-зубцевої зони статора. Розміри осердя статора визначаються умовами розташування котушок обмотки статора, а потім перевіряються при магнітному розрахунку за величинами магнітної індукції в зубцях та спинці.

Розрахунок тягового зусилля на полюсному кроці є остаточною перевіркою правильності обраних розмірів активної частини двигуна. Приклад проектування коаксіального лінійного двигуна з постійними магнітами для занурюваного плунжерного насосу довів спроможність запропонованої методики проектування.

Список литературы

1. *Голенков Г. М.* Электромеханические характеристики коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов / *Г. М. Голенков, Мохсен Аббасян* // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 64–69.
2. *Копылов И. П.* Проектирование электрических машин / *И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др.* Под *ред. И. П. Копылова*. – М. : Издательство Юрайт, 2011. – 767 с.
3. Офіційний сайт ВАТ фірма «МАГНЕТ». – Режим доступу : http://www.magnet.com.ua/magnet.html. – Дата звертання : 25 квітня 2017.
4. *Хитерер М. Я.* Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения / *М. Я. Хитерер, И. Е. Овчинников* – СПб. : КОРОНА принт, 2004. – 366 с.
5. *Балагуров В. А.* Электрические машины с постоянными магнитами / *В. А. Балагуров, Ф. Ф. Галтеев, А. Н. Ларионов* – М. – Л. : «Энергия», 1964. – 479 с.

References (transliterated)

1. Golenkov G. M., Mohsen Abbasian. Elektromehanicheskie harakteristiki koaksial'no-linejnogo dvigatelja s aksial'nym i radial'nym napravlenijami namagnichivanija postojannyh magnitov [Electromechanical characteristics coaxial-linear motor with axial and radial direction of magnetization permanent magnets]. *Tehnichna Elektrodinamika*. 2014, no. 3, pp. 64–69.
2. Kopyilov I. P., Goryainov F. A., Klokov B. K. *Proektirovanie elektricheskih mashin* [Design of electrical machines]. Moscow, Yurait Publ, 2011, 767 p.
3. The official website of the company LTD «MAGNET»/ Available at: http://www.magnet.com.ua/magnet.html. (accessed 24.04.2017).
4. Hiterer M. Ya., Ovchinnikov I. E. *Sinhronnye elektricheskie mashiny vozvratno-postupatel'nogo dvizhenija* [Synchronous electric machines for reciprocating motion]. St. Petersburg, KORONA print, 2004, 366 p.
5. Balagurov V. A., Galteev F. F., Larionov A. H. *Elektricheskie mashiny s postojannymi magnitami* [Electric machines with permanent magnets]. Moscow – St. Petersburg, Energia, 1964, 479 p.

Надійшла (received) 03.05.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Особливості проектування коаксіальних лінійних двигунів з постійними магнітами / О. Ю. Юр'єва // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 125–130. – Библиогр.: 5 назв. – ISSN 2409-9295.

Особенности проектирования коаксиальных линейных двигателей с постоянными магнитами / Е. Ю. Юрьева // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 125–130. – Бібліогр.: 5 назв. – ISSN 2409-9295.

Design Features of Coaxial Linear Motor with Permanent Magnets / O. Yu. Yurieva // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 125–130. – Bibliogr.: 5. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Юр'єва Олена Юріївна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри електричних машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: ele6780@gmail.com.

Юрьева Елена Юрьевна, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин, тел. (057)707-68-44, e-mail: ele6780@gmail.com.

Yurieva Olena Yuriyivna, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor at the Department of Electrical machines, tel. +38 (057) 707-68-44, e-mail: ele6780@gmail.com.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

В. Ф. БОЛЮХ, А. И. КОЧЕРГА, И. С. ЩУКИН

ЛИНЕЙНЫЙ УДАРНЫЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНО-ИНДУКЦИОННОГО ТИПА

Визначено характер електромеханічних процесів у лінійному ударному електромеханічному перетворювачі (ЛУЕП) електромагнітно-індукційного типу із зв'язаними та незв'язаними якорями. За допомогою інтегрального показника ефективності, що враховує силові, швидкісні, енергетичні та екологічні показники встановлено, що ЛУЕП електромагнітно-індукційного типу більш ефективний у порівнянні з ЛУЕП індукційного та електромагнітного типів. Запропонована конструктивна схема ЛУЕП електромагнітно-індукційного типу з незв'язаними якорями, що забезпечує лінійний та поворотний рух ударного елементу.

Ключові слова: лінійний ударний електромеханічний перетворювач, перетворювач електромагнітно-індукційного типу, електропровідний якір, феромагнітний якір, зв'язані якоря, незв'язані якоря.

Установлен характер электромеханических процессов в линейном ударном электромеханическом преобразователе (ЛУЭП) электромагнитно-индукционного типа со связанными и несвязанными якорями. При помощи интегрального показателя эффективности, учитывающего силовые, скоростные, энергетические и экологические показатели установлено, что ЛУЭП электромагнитно-индукционного типа более эффективен по сравнению с ЛУЭП индукционного и электромагнитного типов. Предложена конструктивная схема ЛУЭП электромагнитно-индукционного типа с несвязанными якорями, обеспечивающая линейное и поворотное движение ударного элемента.

Ключевые слова: линейный ударный электромеханический преобразователь, преобразователь электромагнитно-индукционного типа, электропроводящий якорь, ферромагнитный якорь, связанные якоря, несвязанные якоря.

Purpose. Estimation of the efficiency of structural schemes of combined linear shock electromechanical transducer (LSET) of electromagnetic-induction type with associated and independent displacement of anchors, taking into account force, speed and environmental indicators. **Methodology**. The mathematical model of LSET using the finite element method, which takes into account spatio-temporal electromagnetic and electromechanical parameters and indices, is developed and implemented in the Comsol Multiphysics software package. The integral efficiency index has been introduced, taking into account the power, speed, energy, and environmental (induction of the magnetic scattering field) indicators. **Results**. It is established that in the induction-type LSET, electromagnetic processes occur at a higher speed and at higher electromechanical values compared with the electromagnetic-type LSET. In LSET electromagnetic-induction type with associated anchors, the character of electromechanical characteristics is similar to the character of the corresponding character of the LSET induction type, but with higher indices. In LSET with unconnected anchors, an electrodynamics repulsive force acts on the electrically conducting armature, the maximum magnitude of which is approximately an order of magnitude higher than the electromagnetic force of attraction acting on the ferromagnetic anchor. For all variants of the evaluation strategy, the design of the electromotive-induction type LSET is more effective than the induction and electromagnetic-type LSET. A constructive scheme of the electromagnetic-induction type LSET with unconnected anchors is proposed, which provides a linear-rotary motion of the impact element. **Originality**. For the first time, the LSET electromagnetic-induction type design with unbound electrically conductive and ferromagnetic anchors is proposed and justified, which allows to provide linear-rotary motion of the impact element. **Practical value.** It is established that in the LSET electromagnetic-induction type with unconnected anchors on the electrically conducting armature the electrodynamics repulsive force operates, the maximum value of which is approximately an order of magnitude higher than the electromagnetic force of attraction acting on the ferromagnetic armature. This causes a lower speed of the ferromagnetic armature than the speed of the electrically conductive armature.

Keywords: linear shock electromechanical transducer, transducer of electromagnetic-induction type, electroconductive anchor, ferromagnetic anchor, coupled anchors, unconnected anchors.

Введение. Одними из перспективных устройств электромеханики являются линейные ударные электромеханические преобразователи (ЛУЭП), которые обеспечивают высокую скорость исполнительного элемента на коротком активном участке, и/или создают мощные силовые импульсы при незначительном перемещении. ЛУЭП используются во многих отраслях науки и техники в качестве электромеханических ускорителей и ударно-силовых устройств [1 - 4].

В строительстве применяются электромагнитные молоты и перфораторы, устройства для забивания свай и анкеров; в горной промышленности – бутобои, разделители пород, вибраторы; в геологоразведке – вибросейсмоисточники; в машиностроении – приводы станов холодной прокатки труб, прессы, молоты с большим диапазоном энергии удара; в химической и медико-биологической промышленности – вибросмесители и дозаторы. ЛУЭП применяются в магнитно-импульсных устройствах для прессования порошков керамики, очистки емкостей от налипания сыпучих материалов, уничтожения информации на цифровых носителях и др. Такие преобразователи используются в быстродействующей клапанной и коммутационной аппаратуре, в испытательных комплексах для проверки ответственных изделий на ударные нагрузки, в авиационной и космической технике, в исследовательских установках, например, для исследования микрометеоритных ударов на космические или ответственные наземные объекты. Актуальна задача обеспечения высокой скорости на коротком рабочем участке для быстродействующих электрических аппаратов.

Особенностью рассматриваемых ЛУЭП является то, что они работают с коротким рабочим циклом и ударной нагрузкой, которая многократно превышает нагрузку традиционных линейных электродвигателей продолжительного действия. Наиболее широко применяемыми являются ЛУЭП индукционного и электромагнитного типов [2, 5]. В этих преобразователях происходит электромагнитное взаимодействие подвижного якоря с неподвижным индуктором, возбуждаемым от импульсного источника, как правило, емкостного накопителя энергии (ЕНЭ). В указанных типах ЛУЭП основное отличие состоит в конструкции подвижного якоря,

© В. Ф. Болюх, А. И. Кочерга, И. С. Щукин, 2017

который обеспечивает разгон исполнительного элемента.

В ЛУЭП индукционного типа (ЛУЭП-И) электропроводящий якорь (ЭЯ) представляет собой относительно тонкий диск, в котором индуцируются вихревые токи от индуктора, вследствие чего между ними возникает электродинамическая сила отталкивания. В ЛУЭП электромагнитного типа (ЛУЭП-Э) ферромагнитный якорь (ФЯ) представляет собой относительно толстый диск, на который действует электромагнитная сила притяжения со стороны индуктора. Учитывая значительную индукцию магнитных полей, в рассматриваемых типах ЛУЭП целесообразно использовать наружный ферромагнитный экран (ФЭ) с малой электропроводностью, выполненный либо из магнитодиэлектрика, либо с радиальными разрезами [6]. ФЭ позволяет улучшить экологические показатели ЛУЭП за счет снижения индукции магнитных полей рассеяния, что важно для близко расположенных электронных и биологических объектов.

Рассматриваемые типы ЛУЭП обеспечивают различные силовые и скоростные показатели, создавая различные индукции магнитных полей рассеяния в окружающее пространство, что сказывается на их экологических показателях. Они имеют различные массы активных элементов и величины тока возбуждения индуктора, что необходимо учитывать для электронной системы возбуждения.

Одним из путей совершенствования является разработка конструкций, объединяющая свойства ЛУЭП электромагнитного и индукционного типов. В таком комбинированном преобразователе электромагнитно-индукционного типа (ЛУЭП-ЭИ) ферромагнитный и электропроводящий якоря располагаются с противоположных сторон неподвижного индуктора. Однако при этом возникает вопрос о способах движения указанных якорей: совместном, при их механическом соединении, или независимом, при отсутствии указанного соединения. При этом анализ представленных конструкций ЛУЭП-ЭИ должен учитывать различные показатели их работы.

Постановка задачи. Оценка эффективности конструктивных схем комбинированных линейных ударных электромеханических преобразователей электромагнитно-индукционного типа со связанным и независимым перемещением якорей при учете силовых, скоростных и экологических показателей.

Математическая модель ЛУЭП. В ЛУЭП при возбуждении от ЕНЭ возникают быстропротекающие и взаимосвязанные электромагнитные и механические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно индуктора. Реализация математической модели ЛУЭП с использованием теории электрических цепей не позволяет в полной мере описать совокупность пространственно-временных процессов [7, 8]. Исходя из этого, разработана математическая модель ЛУЭП, которая основана на методе конечных элементов.

Поскольку рассматриваемые ЛУЭП имеют осевую симметрию, то целесообразно использовать двухмерную математическую модель с пространственно-распределенными параметрами [3]. Для определения электромагнитных параметров ЛУЭП в цилиндрической системе координат $\{r, z\}$ рассчитывается векторный магнитный потенциал А из уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{1}{r\mu(B)}\frac{\partial(rA)}{\partial r}\right)+\frac{\partial}{\partial z}\left(\frac{1}{\mu(B)}\frac{\partial A}{\partial z}\right)-\sigma\frac{\partial A}{\partial t}=0\,. \quad (1)$$

где μ(B) – магнитная проницаемость, зависящая от индукции магнитного поля B ферромагнитного материала; σ – электропроводность якоря.

Составляющие вектора магнитной индукции находятся по известным соотношениям:

$$B_z=\frac{1}{r}\frac{\partial(rA)}{\partial r}\,;\; B_r=-\frac{\partial A}{\partial z}\,. \quad (2)$$

Граничными условиями системы выступает уравнение $n\times A=0$, где n - единичный вектор внешней нормали к поверхности. Для ферромагнитных материалов используется нелинейная кривая намагничивания $B=f(H)$.

Ток в индукторе i_1 описывается уравнениями:

$$(R_e+R_1)\cdot i_1+L_e\frac{di_1}{dt}+\frac{1}{C}\int i_1dt+\frac{N_1}{s}\int_V\frac{dA_l}{dt}dv=0\,;$$

$$\frac{1}{C}\int_0^t i_1\cdot dt=U_0\,, \quad (3)$$

где R_e – активное сопротивление внешней цепи; R_1 – активное сопротивление индуктора; L_e – индуктивность внешней цепи; U_0 – напряжение заряда ЕНЭ; C – емкость ЕНЭ; N_1 – число витков индуктора; s – площадь поперечного сечения индуктора, пронизываемая магнитным потоком; A_l – проекция векторного магнитного потенциала на направление обхода контура; V – объем индуктора.

Электродинамические силы, действующие на ЭЯ, и электромагнитные силы, действующие на ФЯ, находятся с использованием тензора натяжения Максвелла:

$$f_z=0{,}5\oint_S\left[H(B\cdot n)+B(H\cdot n)-n(H\cdot B)\right]ds\,, \quad (4)$$

где S – площадь, ограничивающая поперечное сечение якоря.

Импульс электродинамических или электромагнитных сил, определяющий силовое воздействие на соответствующий якорь, описывается выражением:

$$F_z=\int_0^t f_z dt\,. \quad (5)$$

Скорость v_z якоря с исполнительным элементом вдоль оси z описывается уравнением [3]:

$$(m_2+m_e)\frac{dv_z}{dt}=f_z(z)-k_P\Delta z(t)-k_Tv_z(t)-$$
$$-0{,}125\pi\gamma_a\beta_aD_{ex2}^2v_z^2(t)\,, \quad (6)$$

где m_2 – масса якоря; m_e - масса исполнительного элемента; k_P – коэффициент упругости буферного элемента, например пружины; k_T – коэффициент динамического сопротивления; γ_a – плотность воздуха; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{ex2} – внешний диаметр якоря; Δz – величина перемещения якоря.

Уравнения (1)–(6) описывают электромеханические процессы в ЛУЭП при начальных условиях: $u_c(0)=U_0$; $i_1(0)=0$; $\Delta z(0)=0$; $v_z(0)=0$, где u_c – напряжение ЕНЭ.

При расчете предполагаем отсутствие механических перемещений (отдачи) индуктора, деформации элементов и строго аксиальное расположение и перемещение якорей относительно индуктора.

Решение системы (1) – (6) получаем с использованием метода конечных элементов при интегрировании по пространственным переменным и усовершенствованного метода Гира при интегрировании по времени. При перемещении якоря используется «деформируемая» сетка. Для решения поставленной задачи была разработана компьютерная модель ЛУЭП в программном пакете *Comsol Multiphysics*, который позволяет адаптивно изменять сетку и контролировать ошибки при работе с различными численными решателями [9]. Расчетный шаг по времени автоматически варьировался в зависимости от условий сходимости и показателей погрешности полученных решений. Решение системы уравнений производится методом BDF (*backward differentiation formula*) с фиксированным шагом по времени, неравномерной сеткой и использованием решателя PARDISO.

КПД ЛУЭП оцениваем соотношением [3]:

$$\eta = \frac{(m_2 + m_e)\cdot V_m^2}{C\cdot U_0^2}, \qquad (7)$$

где V_m – максимальная скорость якоря с исполнительным элементом.

ЛУЭП электромагнитного и индукционного типов. Для оценки эффективности работы рассмотрим ЛУЭП-Э и ЛУЭП-И с одинаковыми габаритами и параметрами ЕНЭ. Электронная система формирует апериодический однополярный импульс возбуждения индуктора [3]. Данные преобразователи, имеющие коаксиальную конфигурацию, содержат одинаковый ФЭ, охватывающий индуктор с торцевой и боковой сторон. Основные параметры ЛУЭП указанных типов представлены в табл.1.

В рассматриваемых ЛУЭП индуктор намотан медной шиной. ЭЯ в ЛУЭП-И выполнен в виде массивного диска из технической меди, а ФЯ в ЛУЭП-Э и ФЭ выполнены из магнитодиэлектрика с магнитными свойствами стали Ст.10.

Будем рассматривать преобразователи, у которых рабочий ход якоря составляет ΔZ=10 мм. В ЛУЭП-И плотность тока в индукторе j_1 имеет характер апериодического полярного импульса с максимумом в 0,4 мс, в то время как импульс усредненной плотности индуцированного тока в ЭЯ j_2 через определенное время (2,5 мс) меняет свою полярность (рис.1).

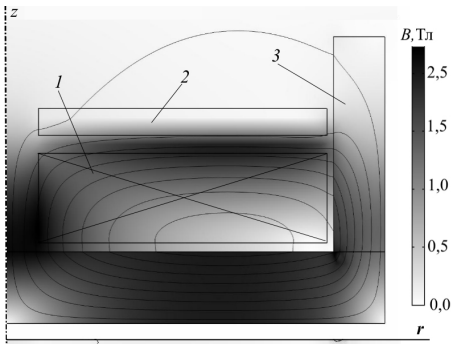
Таблица 1 – Параметры ЛУЭП

Показатель, обозначение, единица измерения	Величина
Внешний диаметр индуктора, D_{ex1}, мм	100
Внутренний диаметр индуктора, D_{in1}, мм	10
Высота индуктора, H_1, мм	10
Внешний диаметр якоря, D_{ex2}, мм	100
Внутренний диаметр якоря, D_{in2}, мм	10
Высота якоря, H_2, мм	3
Начальное расстояние между индуктором и якорем ЛУЭП-Э, Δz_0, мм	10
Начальное расстояние между индуктором и якорем ЛУЭП-И, Δz_0, мм	1
Количество витков индуктора, N_1, шт	46
Сечение шины индуктора, $a\times b$, мм^2	1,8×4,8
Высота дискового основания ФЭ, H_{3a}, мм	8
Высота обечайки ФЭ, мм H_{3b}	32
Внешний диаметр обечайки ФЭ, D_{ex3b}, мм	118
Внутренний диаметр обечайки ФЭ, D_{in3b}, мм	102
Емкость ЕНЭ, C, мкФ	3000
Напряжение ЕНЭ, U_0, В	400

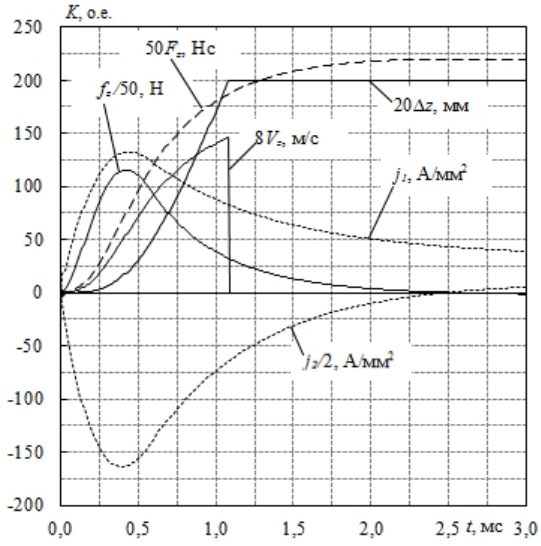
Вследствие этого электродинамическая сила отталкивания f_z через указанное время приобретает характер притяжения, но незначительной величины. Импульс силы F_z возрастает до определенного времени (2 мс). Вследствие этого скорость ЭЯ V_z линейно возрастает на начальном участке рабочего хода, снижая темп роста на последнем участке. После достижения величины рабочего хода ΔZ в момент 1,1 мс скорость V_z=0, а перемещение якоря Δz=10 мм, оставаясь неизменными до окончания электромагнитного процесса.

В ЛУЭП-Э плотность тока в индукторе j_1 имеет характер апериодического полярного импульса с максимумом в момент 0,75 мс и более плавным затуханием, чем в ЛУЭП-И (рис. 2). Практически аналогичный характер приобретает и электромагнитная сила притяжения f_z, действующая на ФЯ. На всем участке рабочего хода ΔZ=10 мм скорость V_z и импульс силы F_z возрастают практически линейно. После достижения величины рабочего хода ΔZ в момент 2,8 мс скорость V_z=0, а перемещение якоря Δz=10 мм, оставаясь неизменными до окончания электромагнитного процесса.

Электромеханические характеристики ЛУЭП-И и ЛУЭП-Э заметно отличаются. В ЛУЭП–И электромагнитные процессы протекают с более высокой скоростью и при больших величинах электромеханических показателей по сравнению с ЛУЭП-Э. Максимальная величина тока индуктора в ЛУЭП-Э практически в 2,4 раза меньше, чем в ЛУЭП-И, что благоприятно для электронной системы управления преобразователей. Максимальная V_m и средняя V_c скорости якоря на участке ΔZ=10 мм в ЛУЭП-И примерно в два раза больше, чем в ЛУЭП-Э.



а



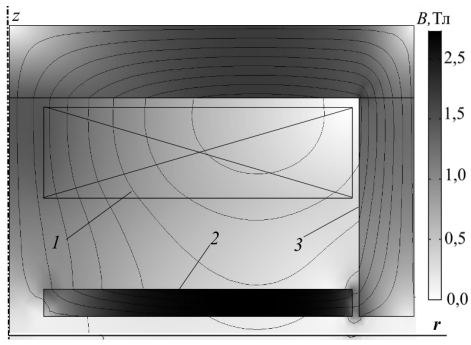
б

Рис.1 – Магнитная система и характеристики ЛУЭП-И: *а* –распределение индукции магнитного поля в момент максимума тока индуктора; *б* – электромеханические характеристики; *1* – индуктор, *2* – ЭЯ, *3* – ФЭ

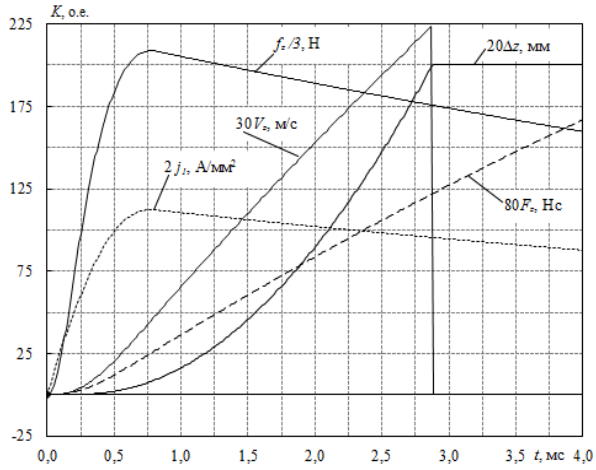
Максимальное значение электродинамической силы f_{zm}, действующей на ЭЯ, практически на порядок превышает аналогичную величину электромагнитной силы f_{zm}, действующей на ФЯ. Однако вследствие более продолжительного силового воздействия на ФЯ импульс силы F_z в ЛУЭП-И больше, чем в ЛУЭП-Э при отсутствии ФЭ в 2,3 раза, а при наличии ФЭ – в 1,7 раз. Кроме того, в ЛУЭП-И наблюдаются меньшие величины индукции магнитных полей рассеяния, чем в ЛУЭП-Э, что благоприятно с экологической точки зрения.

ФЭ оказывает положительное влияние на показатели ЛУЭП, обеспечивая повышение силовых и скоростных показателей, что проявляется и в повышенном КПД, при одновременном уменьшении максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} и усредненной индукции магнитного поля рассеяния B_{ex} (табл. 2). Значение B_{ex} рассчитывается на условном контуре, расположенном на расстоянии $2H_1$ от нижней торцевой и боковой сторон и на расстоянии $4H_1$ от верхней стороны индуктора.

Таким образом, можно отметить, что электромеханические показатели и эффективность ЛУЭП-И выше, чем ЛУЭП-Э.



а



б

Рис.2 – Распределение индукции магнитного поля в момент максимума тока индуктора (*а*) и электромеханические характеристики (*б*) ЛУЭП-Э: *1* – индуктор, *2* – ФЯ, *3* – ФЭ

Таблица 2 – Показатели ЛУЭП-И и ЛУЭП-Э

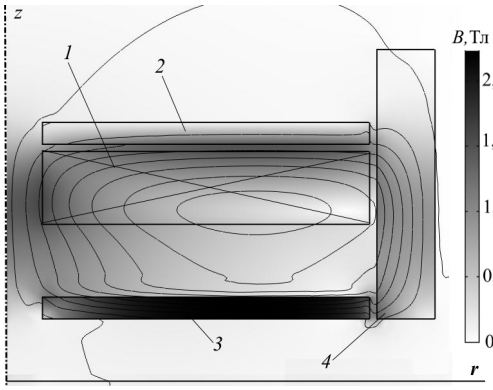
Показатель	ЛУЭП-И		ЛУЭП-Э	
	без ФЭ	с ФЭ	без ФЭ	с ФЭ
f_{zm}, кН	5,85	5,76	0,49	0,63
F_z, Нс	3,78	4,40	1,63	2,54
V_m, м/с	16,93	18,26	5,99	7,45
V_c, м/с	9,19	9,25	3,03	3,47
B_{ex}, мТл	9,71	0,84	13,39	2,17
j_{1m}, А/мм^2	177,0	132,5	101,0	56,1
η, %	12,12	14,09	1,52	2,34

ЛУЭП электромагнитно-индукционного типа. Рассмотрим работу ЛУЭП-ЭИ при наличии ФЭ, предполагая одинаковой величину перемещения ФЯ и ЭЯ как в связанном, та и в несвязанном состоянии (ΔZ=10 мм). Геометрические параметры якорей аналогичны рассмотренным выше. В связанном состоянии якоря механически соединены, например при помощи центральной неметаллической трубы (на

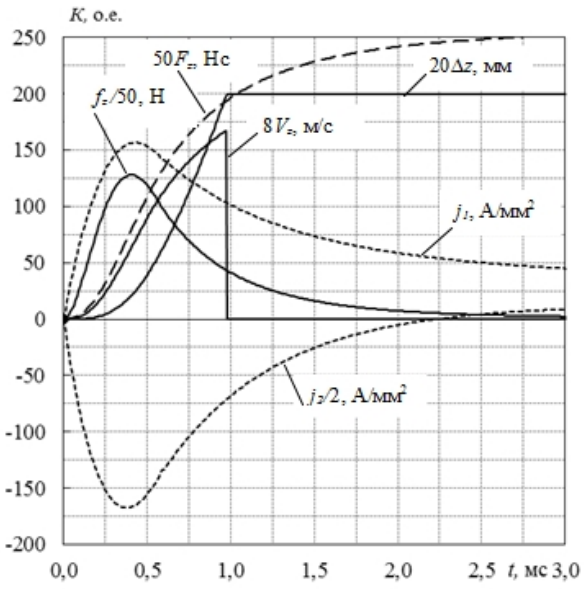
рис. не показана) и осуществляют совместное перемещение. А в несвязанном состоянии якоря перемещаются независимо друг от друга на расстояние рабочего хода.

В ЛУЭП-ЭИ со связанными якорями вид электромеханических характеристик во многом аналогичен виду соответсвующих характеристик ЛУЭП-И (рис. 3). Сравнивая показатели данных преобразователей, можно отметить, что в ЛУЭП-ЭИ с ФЭ величина результирующей силы f_{zm}, действующей на комбинированный якорь, возрастает на 11 %, импульс силы F_z – на 18,5 %, максимальная скорость комбинированного якоря V_m – на 14%, а индукция магнитного поля рассеяния – на 83 %. При этом величина максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} уменьшается на 7 %.

Увеличение индукции магнитного поля рассеяния обусловлено тем, что относительно тонкий ФЯ находится в насыщении и «пропускает» магнитного поле наружу сильнее, чем более толстое основание ФЭ.

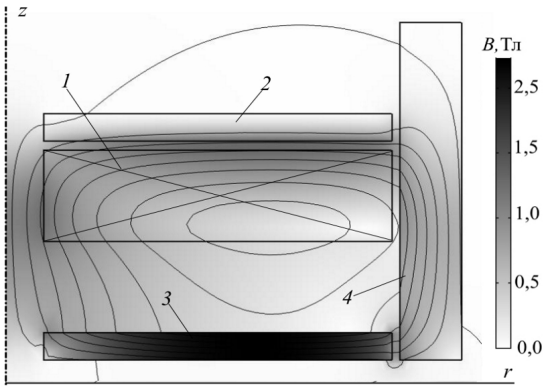


а

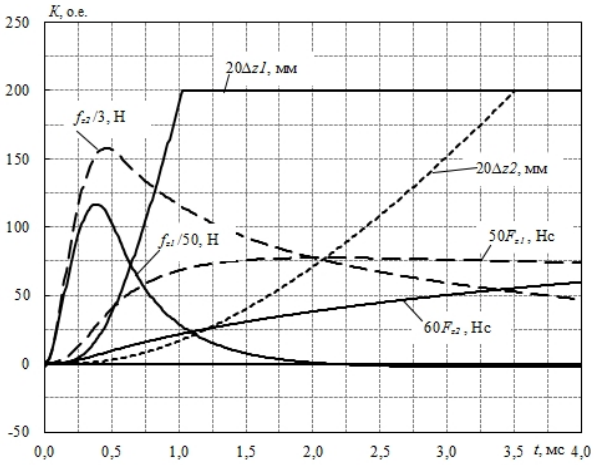


б

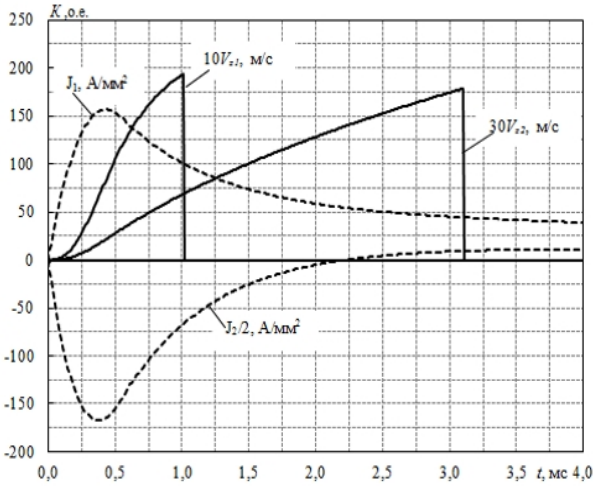
Рис.3 – Магнитная система и характеристики ЛУЭП-И со связанными якорями: *а* – распределение индукции магнитного поля в момент максимума тока индуктора; *б* – электромеханические характеристики; *1* – индуктор, *2* – ЯЯ, *3* – ФЯ, *4* – ФЭ



а



б



в

Рис.4 – Магнитная система и характеристики ЛУЭП-И с не связанными якорями: *а* – распределение индукции магнитного поля в момент максимума тока индуктора; *б, в* – электромеханические характеристики; *1* – индуктор, *2* – ЯЯ, *3* – ФЯ, *4* – ФЭ

В несвязанном состоянии ЯЯ и ФЯ в ЛУЭП-ЭИ перемещаются независимо друг от друга на расстояние рабочего хода ΔZ=10 мм (рис.4). При этом на ЯЯ действует электродинамическая сила отталкивания, максимальная величина которой примерно на порядок выше, чем электромагнитная сила притяжения, действующая на ФЯ. Это и обуславливает меньшую скорость ФЯ по сравнению со скоростью ЯЯ.

Как показывают расчеты суммарная величина импульса силы F_z, действующего на оба якоря, на 32 % превышает аналогичную величину, действующую на ЭЯ в ЛУЭП-И. В табл. 3 представлены параметры ЛУЭП-ЭИ при наличии и отсутствии ФЭ.

В рассматриваемых преобразователях используются как связанные, так и несвязанные ЭЯ и ФЯ. В варианте несвязанных якорей отдельно указаны величины f_{zm} и импульсы сил F_z, которые действуют на соответствующий якорь, а также максимальная V_m и средняя на рабочем участке V_c скорости этих якорей. Кроме того, в табл. 3 представлены усредненное значение индукции магнитного поля рассеяния B_{ex}, максимальное значение плотности тока в индукторе j_{1m} и масса активных элементов m_Σ ЛУЭП.

Использование двух якорей в ЛУЭП-ЭИ, а также применение ФЭ повышает электромеханические показатели преобразователей, однако при этом ухудшаются их массогабаритные показатели и увеличивается индукция магнитного поля рассеяния.

Таблица 3 – Показатели ЛУЭП-ЭИ

Показатель	без ФЭ		с ФЭ	
	не связанные ЭЯ/ФЯ	Связанные	не связанные ЭЯ/ФЯ	Связанные
f_{zm}, кН	5,83/0,47	6,29	5,95/0,55	6,40
F_z, Нс	3,87/1,22	4,71	4,17/1,65	5,21
V_m, м/с	18,58/5,01	20,13	19,38/5,95	20,87
V_c, м/с	9,66/2,85	10,10	9,79/3,21	10,19
B_{ex}, мТл	8,66	8,56	3,24	3,11
j_{1m}, А/мм^2	167,16		156,65	
m_Σ, кг	2,50		3,20	

Для того, чтобы комплексно оценить преимущества соответствующей конструктивной схемы ЛУЭП, введем интегральный показатель эффективности, учитывающий силовые, скоростные, энергетические и экологические (индукция магнитного поля рассеяния) показатели

$$K^* = \alpha_1\eta^* + \frac{\alpha_2}{B_{ex}^*} + \alpha_3 F_z^* + \alpha_4 V_m^* + \frac{\alpha_5}{m_\Sigma^*}, \qquad (8)$$

где η^* – относительное значение КПД, B_{ex}^* – относительное значение индукции магнитного поля рассеяния, F_z^* – относительное значение импульса силы, действующего на якорь, V_m^* – относительное значение максимальной скорости якоря, m_Σ^* – относительная масса активных элементов ЛУЭП, α_j – весовые коэффициенты соответствующих показателей ЛУЭП, удовлетворяющие соотношению:

$$\sum_{j=1}^{5} \alpha_j = 1. \qquad (9)$$

При расчете относительных показателей в качестве базовых приняты показатели ЛУЭП-И без ФЭ. Рассмотрим несколько вариантов стратегии оценки эффективности ЛУЭП (табл.4).

Таблица 4 – Варианты стратегии оценки эффективности ЛУЭП, о.е.

Вариант стратегии	α_1	α_2	α3	α_4	α_5
1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
2	0,5	0,125	0,125	0,125	0,125
3	0,125	0,5	0,125	0,125	0,125
4	0,125	0,125	0,5	0,125	0,125
5	0,125	0,125	0,125	0,5	0,125
6	0,125	0,125	0,125	0,125	0,5

Приоритетность того или иного показателя ЛУЭП оценивается величиной соответствующего весового коэффициента α_j. В варианте 1 стратегии оценки эффективности ЛУЭП КПД, индукция магнитного поля рассеяния, импульс силы, скорость якоря и масса активных элементов оцениваются равнозначно. В варианте 2 – приоритет отдан КПД, в варианте 3 – индукции магнитного поля рассеяния, в варианте 4 – импульсу силы, в варианте 5 – максимальной скорости, и в варианте 6 – массе активных элементов. Результаты расчета интегрального показателя эффективности K^* ЛУЭП-ЭИ со связанными и несвязанными якорями при отсутствии и наличии ФЭ представлены в табл. 5.

Таблица 5 – Значения интегрального показателя эффективности K^* ЛУЭП-ЭИ

Вариант стратегии	без ФЭ		с ФЭ	
	Не связанные	Связанные	Не связанные	Связанные
1	1,17	1,13	1,56	1,52
2	1,17	1,18	1,46	1,46
3	1,15	1,13	2,10	2,12
4	1,23	1,17	1,55	1,46
5	1,25	1,15	1,54	1,41
6	1,03	1,01	1,15	1,13

Как показывают расчеты, все конструктивные схемы ЛУЭП-ЭИ являются более эффективными по сравнению с ЛУЭП-И. При этом в ЛУЭП-ЭИ без ФЭ с несвязанными якорями эффективность повышается до 25 %, а в варианте со связанными якорями – до 18 %. В ЛУЭП-ЭИ с ФЭ эффективность повышается в 2,1 раз в варианте стратегии оценки с наивысшим приоритетом индукции магнитного поля рассеяния.

Конструктивные схемы ЛУЭП-ЭИ со связанными якорями рассмотрены в работе [10]. Рассмотрим конструктивную схему ЛУЭП-ЭИ с несвязанными якорями, в которой обеспечивается помимо линейного, еще и вращательное движение ударного элемента, что важно для силового воздействия на объект деформации [11].

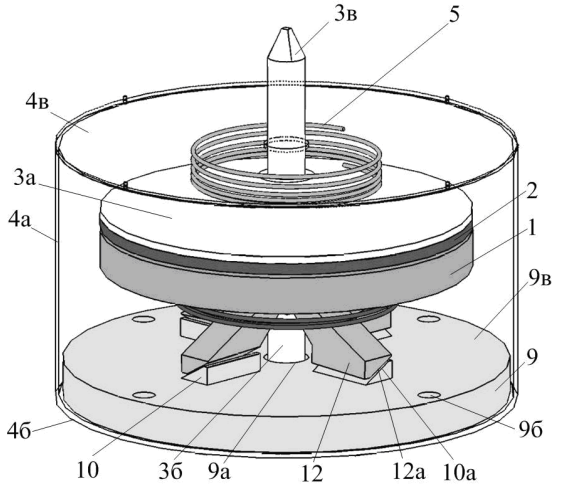
Конструктивная схема ЛУЭП-ЭИ линейно-поворотного действия с несвязанными якорями.

ЛУЭП-ЭИ содержит коаксиально расположенный индуктор *1*, электропроводящий якорь *2*, боек *3* и корпус *4* (рис. 5).

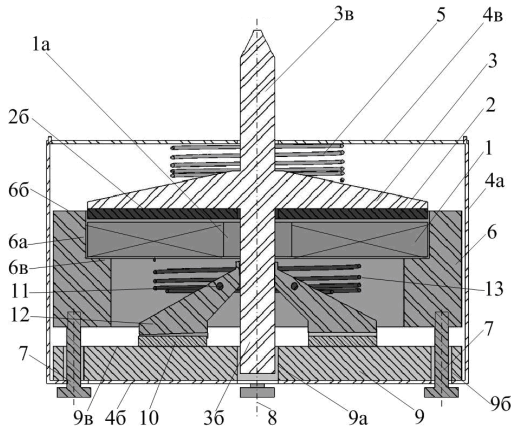
Индуктор в виде многовитковой обмотки дисковой формы выполнен совместно с внутренним каркасом 1а в виде монолитного элемента путем пропитывания эпоксидной смолой с последующим ее затвердеванием.

Боек 3 состоит из ударного диска *3а*, направляющей части *3б* и ударной части *3в*, которая выступает из корпуса *4*. Ударный диск *3а* бойка соединен с ЭЯ *2*, причем их смежные плоские поверхности прилегают между собой. Направляющая часть 3б бойка расположена в центральных направляющих отверстиях внутреннего каркаса *1а* индуктора и ЭЯ *2*.

Корпус *4* состоит из боковой цилиндрической стенки *4а*, к которой присоединена задняя *4б* и передняя *4в* плоские стенки. На ударной части 3в бойка внутри корпуса *4* установлена возвратная аксиально-сжимаемая пружина *5*, которая взаимодействует с ударным диском 3а бойка и передней плоской стенкой *4в* корпуса.



а



б

Рис.5 – ЛУЭП-ЭИ с несвязанными якорями: *а* –общий вид; *б* – поперечное сечение

Индуктор *1* и ЭЯ *2* расположены внутри коаксиально расположенного ФЭ *6* так, что их боковые стороны охвачены внутренними стенками 6а экрана. Передняя торцевая поверхность *6б* ФЭ совпадает с внешней поверхностью *2б* ЭЯ, прилегающей к ударному диску *3а* бойка. Внутри ФЭ *6* выполнен внутренний выступ *6в*, на котором фиксируется индуктор *1*. ФЭ *6* при помощи ряда направляющих стоек *7* соединен с задней плоской стенкой 4б корпуса. Указанные стойки *7* размещены параллельно аксиальной оси *8* равномерно в тангенциальном направлении.

Между задней стенкой *4б* корпуса и ФЭ *6* аксиально расположен подвижный ФЯ *9*, который выполнен в форме плоского диска. У ФЯ *9* имеются центральное отверстие *9а*, в котором расположена направляющая часть 3б бойка, и ряд аксиально-направляющих отверстий *9б*, в каждом из которых расположена направляющая стойка *7*.

На обращенной к индуктору поверхности *9в* ФЯ закреплено четыре клинообразных толкателя *10*, внешняя плоская поверхность *10а* которых выполнена с наклоном относительно поверхности *9в* ФЯ. Указанные толкатели расположены симметрично относительно центральной оси *8* и наклон поверхностей *10а* относительно поверхности *9в* ФЯ выполнен в одном тангенциальном направлении.

Между подвижным ФЯ *9* и индуктором *1* расположено соединительное звено *11*, на котором установлены подвижные колодки *12*, которые охватывают направляющую часть *3б* бойка. Соединительное звено выполнено в виде квадрата, прямолинейные участки которого образуют оси вращения для подвижных колодок *12*. Каждая колодка *12* размещена напротив клинообразного толкателя *10* так, что ее внешняя плоская поверхность *12а* параллельна внешней плоской поверхности *10а* толкателя. Соединительное звено *11* при помощи пружины *13* соединено с ФЭ *6*. Внешние плоские поверхности колодок *12а* и толкателей *10а* выполнены с малым коэффициентом трения. А участки колодок *12*, которые охватывают направляющую часть *3б* бойка, выполнены с большим коэффициентом трения.

При поступлении сигнала на запуск в работу осуществляется разряд ЕНЭ и в индукторе *1* протекает импульсный ток. Возникающее при этом магнитное поле индуцирует в ЭЯ *2* вихревой ток. Взаимодействие магнитного поля индуктора *1* и тока ЭЯ *2* обуславливает электродинамические усилия, которые перемещают ЭЯ вместе с бойком *3* в направлении передней стенки *4в* корпуса. При этом ударная часть *3в* бойка своим заостренным концом воздействует на объект деформирования. При перемещении ЭЯ пружина *5* сжимается.

Магнитное поле индуктора, которое проходит через ФЭ *6* воздействует на ФЯ *9*. Под действием электромагнитной силы притяжения ФЯ *9* по направляющим стойкам *7* перемещается к индуктору *1*. Поскольку электромагнитная сила притяжения имеет меньшую величину, чем электродинамическая сила отталкивания, то перемещение ФЯ *9* осуществляется с запаздыванием по отношению к перемещению ЭЯ *2*. При перемещении ФЯ *9* клинообразные толкатели *10* действуют на подвижные колодки *12*. Колодки, пово-

рачиваясь вокруг прямолинейных участков соединительного звена *11*, своими участками с высоким коэффициентом трения зажимают направляющую часть *3б* бойка.

При этом внешние плоские поверхности *12а* колодок скользят относительно плоских поверхностей *10а* толкателей в одном тангенциальном направлении. Таким образом обеспечивается поворот бойка *3* и колодок *12*, которые его зажимают, вместе с соединительным звеном *11* вокруг оси *8*. При этом на боек *3* действует дополнительная аксиальная сила в направлении объекта воздействия. Из-за поворота соединительного звена *11* с колодками *12* пружина *13* сжимается.

После затухания магнитного поля индуктора *1* под действием пружины 5 боек 3 вместе с ЭЯ *2* возвращается в исходное положение. Под действием пружины *13* осуществляется поворот бойка *3* в противоположном тангенциальном направлении. При этом подвижные колодки *12* отпускают направляющую часть 3и бойка. После этого рабочий цикл повторяется. Таким образом предлагаемый ЛУЭП осуществляет линейное перемещение бойка с последующим поворотом вокруг оси и дополнительным силовым воздействием на объект деформации.

Выводы.

1. Разработана и реализована в программном пакете *Comsol Multiphysics* математическая модель линейного ударного электромеханического преобразователя с использованием метода конечных элементов, которая учитывает пространственно-временные электромагнитные и электромеханические параметры и показатели.

2. Установлено, что в преобразователе индукционного типа электромагнитные процессы протекают с более высокой скоростью и при больших величинах электромеханических показателей по сравнению с преобразователем электромагнитного типа.

3. Ферромагнитный экран с пониженной электропроводностью обеспечивает повышение силовых и скоростных показателей преобразователей, КПД при одновременном уменьшении максимальной плотности тока в индукторе и индукции магнитного поля рассеяния.

4. В преобразователе электромагнитно-индукционного типа со связанными якорями характер электромеханических характеристик аналогичен характеру соответсвующих характеристик преобразователя индукционного типа, но с более высокими показателями. В преобразователе с несвязанными якорями на электропроводящий якорь действует электродинамическая сила отталкивания, максимальная величина которой примерно на порядок выше, чем электромагнитная сила притяжения, действующая на ферромагнитный якорь. Это обуславливает меньшую скорость ферромагнитного якоря по сравнению со скоростью электропроводящего якоря.

5. Введен интегральный показатель эффективности, учитывающий силовые, скоростные, энергетические и экологические (индукция магнитного поля рассеяния) показатели. По всем вариантам стратегии оценки конструктивные схемы преобразователя электромагнитно-индукционного типа более эффективны по сравнению с преобразователями индукционного и электромагнитного типа.

6. Предложена конструктивная схема преобразователя электромагнитно-индукционного типа с несвязанными якорями, в которой обеспечивается линейно-поворотное движение ударного элемента.

Список литературы

1. Balikci A. *Improved performance of linear induction launchers* / A. Balikci, Z. Zabar, L. Birenbaum // *IEEE Transactions on Magnetics. – 2005. – Vol. 41. – № 1. – P. 171-175.*
2. Bissal A. *Comparison of two ultra-fast actuator concept* / A. Bissal, J. Magnusson, G. Engdahl *// IEEE Transactions on Magnetics. – 2012. – Vol. 48. – № 11. – P. 3315-3318.*
3. *Bolyukh V.F.* High-efficiency impact electromechanical converter / *V.F. Bolyukh, V.F. Luchuk, M.A. Rassokha, I.S. Shchukin* // Russian Electrical Engineering. – 2011. – Vol. 82. – № 2. – P. 104-110.
4. *Young-woo J.* High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD / *J. Young-woo, L. Hyun-wook, L. Seok-won* // Proceeding of the conf. «22-th international conference on electricity distribution» (10-13 June 2013, Stockholm). – 2013. – P. 608.
5. *Болюх В.Ф.* Сравнительный анализ линейных импульсных электромеханических преобразователей электромагнитного и индукционного типов / *В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко, И.С. Щукин* // Технічна електродинаміка. - 2016. – № 5. – С. 46-48.
6. *Bolyukh V.F.* The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic converter / *V.F. Bolyukh, S.V. Oleksenko* // Russian Electrical Engineering. – 2015. – Vol. 86. – № 7. – P. 425-431.
7. *Li W.* Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method / *W. Li, C.S. Koh* // 14th biennial IEEE conference on electromagnetic field computation, digital object identifier. – 2010. – P. 1-9.
8. *Lim D.K.* Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method / *D.K. Lim, D.K. Woo, I.W. Kim* // IEEE Transactions on Magnetics. – 2013. – Vol. 49. – № 12. – P. 5749-5755.
9. Comsol Multiphysics modeling and simulation software. – Режим доступа : http://www.comsol.com.– Дата обращения : 30 березня 2017.
10. *Болюх В.Ф.* Сравнительный анализ конструктивных схем линейных ударных электромеханических преобразователей комбинированного типа / *В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко, И.С. Щукин* // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – № 4. – С.20-27.
11. Болюх В.Ф. Пат. 110909, Україна. Електромеханічний лінійно-поворотний перетворювач ударної дії / В.Ф. Болюх, С.В. Олексенко. –2015.

References (transliterated)

1. *Balikci A. Zabar Z., Birenbaum L. Improved performance of linear induction launchers.* IEEE Transactions on Magnetics. *2005, vol. 41, no 1, pp. 171–175.*
2. *Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept.* IEEE Transactions on Magnetics. *2012, vol. 48, no.11, pp. 3315-3318.*
3. Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter. *Russian Electrical Engineering*. 2011, vol. 82, no. 2, pp. 104–110.
4. Young-woo J., Hyun-wook L., Seok-won L. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD *Proceeding of the conf. «22-th international conference on electricity distribution» (10-13 June, Stockholm).* 2013, P. 608.
5. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Sravnitel'nyy analiz lineynykh impul'snykh elektromekhanicheskikh preobrazovateley elektromagnitnogo i induktsionnogo tipov [Comparative analysis of linear pulsed electromechanical converters of electromagnetic and induction types]. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 5, pp. 46-48.
6. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic

converter. *Russian Electrical Engineering*. 2015, vol. 86, no. 7, pp. 425-431.
7. Li W., Koh C.S. Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method, *14th biennial IEEE conference on electromagnetic field computation, digital object identifier*. 2010, pp. 1-9.
8. Lim D.K., Woo D.K., Kim I.W. Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013, vol. 49, no. 12, pp. 5749–5755.
9. Comsol Multiphysics modeling and simulation software. Available at: http://www.comsol.com. (accessed 30.03.2017).
10. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Sravnitel'nyy analiz konstruktivnykh skhem lineynykh udarnykh elektromekhanicheskikh preobrazovateley kombinirovannogo tipa [Comparative analysis of constructive schemes of linear shock electromechanical converters of combined type]. *Electrotekhnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromehanics*. 2015, no 4, pp.20-27.
11. Bolyukh V.F., e.a. *Elektromekhanichnyy liniyno-povorotnyy peretvoryuvach udarnoyi diyi* [The electromechanical linear-rotary converter impact]. Patent UA, no 110909, 2015.

Поступила (received) 04.05.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Лінійний ударний електромеханічний перетворювач електромагнітно-індукційного типу / В. Ф. Болюх, О. І. Кочерга, І. С. Щукін // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 131–139. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Линейный ударный электромеханический преобразователь электромагнитно-индукционного типа / В. Ф. Болюх, А. И. Кочерга, И. С. Щукин // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 131–139. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

Linear shock electromechanical converter of electromagnetic-induction type / V.F., Bolyukh, A.S. Kocherga, I.S. Shchukin // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 131–139. – Bibliogr.: 11. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Болюх Володимир Федорович, доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», професор кафедри загальної електротехніки, тел. (057)707-65-14; e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Болюх Владимир Федорович, доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры общей электротехники, тел. (057)707-65-14; e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Bolyukh Vladimir Fedorovich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of chair of General Electrical Engineering, tel. +38 (057)707-64-27; e-mail: vfbolyukh@gmail.com.

Кочерга Олександр Іванович, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспірант кафедри загальної електротехніки, тел. (057)707-65-14; e-mail: kocherga.oleksandr07@gmail.com.

Кочерга Александр Иванович, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», аспирант кафедры общей электротехники, тел. (057)707-65-14; e-mail: kocherga.oleksandr07@gmail.com.

Kocherga Aleksandr Ivanovych, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", graduate student of the Department "General Electrical Engineering", tel. +38 (057)707-64-27, e-mail: kocherga.oleksandr07@gmail.com.

Щукін Ігор Сергійович, кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри електричних машин, (057)707-65-14, e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.

Щукин Игорь Сергеевич, кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин, тел. (057)707-65-14; e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

Shchukin Igor Sergeyevich, PhD in Technical Sciences, Assistant professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Assistant professor of the Department of Electrical machines, tel. +38 (057)707-65-14; e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.

УДК 621.313

О. М. ПОПОВИЧ, І. В. ГОЛОВАНЬ

ВРАХУВАННЯ ПРОСТОРОВОЇ НЕСИНУСОЇДНОСТІ МАГНІТОРУШІЛЬНИХ СИЛ ПРИ ПРОЕКТУВАННІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ЗА ЕКВІВАЛЕНТНОЮ КВАЗІТРИВИМІРНОЮ ПОЛЬОВОЮ МОДЕЛЛЮ

Для цілей проектування асинхронних двигунів з розширеним колом конструктивних новацій обгрунтовано застосування колової математичної моделі, яка є еквівалентною до квазітривимірної польової моделі завдяки визначенню за результатами польового аналізу і застосуванню при розрахунках статичних і динамічних режимів роботи двовимірних нелінійних залежностей параметрів заступної схеми, що забезпечує точність польових і швидкодію колових методів. Досліджено умови доцільності та вплив урахування просторових гармонік магніторушійних сил при математичному моделюванні за еквівалентною польовою моделлю.

Ключові слова: асинхронний двигун, проектування, математична модель, польовий аналіз, еквівалентування, заступна схема, просторова несинусоїдність.

Для задач проектирования асинхронных двигателей с широкой областью конструктивных изменений обосновано применение цепной математической модели, эквивалентной к квазитрехмерной полевой модели благодаря определению по результатам полевого анализа и применению при расчетах статических и динамических режимов работы двумерных нелинейных зависимостей параметров схемы замещения, что обеспечивает точность полевых и быстродействие цепных методов. Исследованы условия целесообразности и влияние учета пространственных гармоник магнитодвижущих сил при математическом моделировании с помощью эквивалентной полевой модели.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, проектирование, математическая модель, полевой анализ, эквивалентирование, схема замещения, пространственная несинусоидальность.

Purpose. Justification of the application, for the design problems of asynchronous motors using electrical circuit methods, a mathematical model that is equivalent to a quasi-three-dimensional field model. Investigation of the influence of taking into account the spatial harmonic components of the magnetic field on the simulation results using an equivalent field model. **Methodology.** Calculations of magnetic fields are carried out with the finite elements method. The parameters of the substitution circuit are determined using the energy balance equations based on the results of the field analysis. **Originality.** For the design of asynchronous motors with a wide range of design changes, the advantages of algorithms and expressions for calculating the parameters of the replacement circuit based on the results of field analysis are justified. An estimation of modeling error with consideration of spatial harmonics for engines with different number of poles is given**. Practical value.** When designing asynchronous motors, the application of an equivalent field model provides analysis with accuracy of field methods and speed of chain methods. Modeling with allowance for spatial harmonics in the study of engines with a small number of slots per pole and phase reduces the error in calculating the starting regimes by three times.

Keywords: Asynchronous motor, design, mathematical model, field analysis, equivalence, substitution scheme, spatial non-sinusoidal.

Вступ. Асинхронні двигуни (АД) є найбільш поширеними електромеханічними перетворювачами, які споживають приблизно половину виробленої електроенергії. Від ефективності їх роботи суттєво залежать економічні показники виробництва, якість та конкурентоспроможність продукції. Вдосконалення АД досягають за рахунок впровадження нових конструктивних рішень, електротехнічних і конструктивних матеріалів та технологій виготовлення. Максимальну ефективність нової машини отримують за застосування оптимального проектування АД, у тому числі у комплексі із іншими складовими електромеханічної системи [1] і з урахуванням особливостей робочих режимів.

Рівень адекватності математичної моделі оптимального проектування АД значною мірою обумовлює ступінь ефективності машини, яку виготовлено за отриманими оптимальними співвідношеннями конструктивних параметрів. Адекватність математичних моделей проектування серійних АД достатньо висока завдяки їх уточненню за результатами фізичного експерименту. Але це має місце у межах варіювання режимами, конструктивними схемами, властивостями матеріалів, які досліджено експериментально. Проектування із розширенням кола варіювання вихідними даними потребує або великого обсягу експериментальних досліджень, або застосування уточнених математичних моделей. Максимальну адекватність забезпечують моделі за польовими методами аналізу електромагнітних процесів у АД. Але їх застосування у практиці проектного синтезу стримується потребою у надто великих витратах ресурсів обчислювальної техніки за обсягами пам'яті і часу розрахунку, навіть при аналізі усталених режимів роботи АД.

Підвищення ефективності АД завдяки проектуванню із застосуванням широкого кола конструктивних новацій, а також проектного синтезу із врахуванням особливостей режимів експлуатації, потребує залучення математичних і програмних засобів дослідження і проектування АД, яким притаманна точність польових і швидкодія колових методів аналізу. Таким вимогам задовольняє розроблена еквівалентна квазітривимірна польова математична модель АД [2, 3] яка, завдяки застосуванню польового аналізу у двох ортогональних площинах із урахуванням впливу вищих просторових гармонік МРС, забезпечує визначення нелінійних електромагнітних параметрів заступної схеми колової моделі АД, зокрема із урахуванням скосу пазів ротора і взаємної індуктивності фаз за шляхами потоків розсіювання.

Постановка задачі. Метою даної роботи є обгрунтування переваг, аналіз етапів і особливостей застосування для цілей проектування розробленої математичної моделі, яка є еквівалентною до квазітривимірної польової моделі. Розглянемо і дамо оцінку цим корисним властивостям математичної

© О.М.Попович, І.В. Головань, 2017

моделі за її складовими.

Двовимірний польовий аналіз у ортогональній до осі ротора площині [3] здійснюється, із урахуванням нелінійних властивостей матеріалу магнітопроводу, за заданими струмами статора і із визначенням наведених струмів ротора. Представлення результатів польового аналізу у вигляді двовимірних масивів у функції струмів та ковзання із наступною двовимірною апроксимацією цих результатів забезпечує високу точність аналізу у всьому заданому діапазоні варіювання вихідними даними, мінімізує кількість польових розрахунків і витрати машинного часу.

У результаті розрахунку, без впливу процесів у лобових частинах і ізоляційних прошарках між листами магнітопроводу, визначаємо для асинхронної машини з однаковою довжиною осердя статора і ротора амплітудні значення часових комплексів повних потокозчеплень фаз статора $\underline{\Psi}_i$ ($i = A, B, C$), потужність електричних втрат в стрижнях ротора за результатами польового аналізу P_{ec}, діючі значення часових комплексів струмів стрижнів ротора $\underline{I}_{ci}$ ($i = 1, \ldots, z_2$):

$$\underline{\Psi}_i = \frac{2l_1 k_{cm} W_s}{Si} \int_{Si} \underline{A} ds \; ; \quad \underline{I}_{ci} = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{Sci} \underline{J}_{mi} ds \; ;$$

$$P_{ec} = l_1 k_{cm} \sum_{i=1}^{z_2} \left(\int_{Sci} \frac{J_{mi}^2}{2\gamma_{c2}} ds \right), \qquad (1)$$

де $\underline{A}$ – часовий комплекс z-складової векторного магнітного потенціалу; W_s – кількість витків фази статора; l_1 – довжина магнітопроводу статора машини; k_{cm} – коефіцієнт заповнення шихтованого пакета магнітопроводу сталлю; Si – сумарна площа областей пазів з обмоткою для однієї сторони усіх котушок фази статора; γ_{c2} – питома провідність матеріалу пазу ротора; $\underline{J}_{mi}$ – поточне значення часового комплексу максимуму густини струму в межах області перетину i-го стрижня Sci. Кутова координата його осі визначається виразом: $\delta_{ci} = \delta_1 + (i-1)\delta_k$, де δ_1 – кутова координата осі першого стрижня; $\delta_k = 2\pi / z_2$.

Комплекс струму ротора, зведеного до статора, $\underline{I}_r^{'}$ визначено спираючись на усереднену величину часового комплексу струму стрижня ротора у координатах робочої гармоніки ($\nu = p$) за результатами польового аналізу:

$$\underline{I}_r^{'} = \frac{1}{6W_s K_{об}} e^{j\varepsilon p \delta_1} \sum_{i=1}^{z_2} \dot{I}_{ci} e^{j\varepsilon (i-1) p \delta_k} \; , \qquad (2)$$

де $K_{об}$ – обмотковий коефіцієнт фазної обмотки статора за робочою гармонікою; $\varepsilon = \sin(\delta_{B\nu} - \delta_{A\nu}) / \sin(\xi_A - \xi_B)$ – враховує напрям обертання магнітного поля; $\delta_{B\nu}, \delta_{A\nu}$ – кутове положення осей фаз статора в координатах гармоніки ν; ξ_A; ξ_B – фази струмів статору.

Двовимірний польовий аналіз процесів у торцевих частинах ротора у поздовжній з його віссю площині, яка співпадає із серединою зубця, здійснюється із задаванням у якості вихідних даних для польового розрахунку величини z-складової градієнту електричного потенціалу gradφ, підбираючи таке його значення, щоб модуль повного розрахункового струму у кільці дорівнював модулю струму контуру ротора за результатами польового аналізу для кожної розрахункової точки за попереднім етапом. Це забезпечує узгодження польових розрахунків у ортогональних площинах і отримання ефекту квазітривимірності. Задавання градієнту електричного потенціалу забезпечує аналіз із урахуванням перерозподілу струмів у короткозамикаючих кільцях з урахуванням ефекту їх витіснення до поверхні із збільшенням частоти, що особливо важливо для конструкцій АД із частотозалежними параметрами ротора при застосуванні масивних елементів магнітопроводу.

В результаті польового розрахунку визначаємо потужність електричних втрат ділянки кільця між двома стрижнями P_k, її активний опір (спираючись на визначену при польовому аналізі величину діючого значення комплексу повного струму ділянки кільця $\underline{I}_{yk} = 0.5\sqrt{2} \int_{Sk} \underline{J}_{mk} ds$), а також її індуктивність:

$$P_k = \frac{\pi(2R_r - b_k)}{z_2} \int_{Sk} \frac{J_{mk}^2}{2\gamma_{c2}} ds \; ;$$

$$r_{ук} = P_k \Big/ \left(\left(I_{yk}^R \right)^2 + \left(I_{yk}^I \right)^2 \right); \qquad m_л = \frac{r_{ук} tg\varphi_k}{\omega_0 s}, \quad (3)$$

де Sk – площа ділянки кільця; J_{mk} – поточне розрахункове значення модуля часового комплексу максимуму густини повного струму кільця; $R_r = R - \delta$ – зовнішній радіус кільця; a_k, b_k – розміри короткозамикаючого кільця в аксіальному та радіальному напрямках; $I_{yk}^R = \mathrm{Re}\left(\underline{I}_{yk}\right), I_{yk}^I = \mathrm{Im}\left(\underline{I}_{yk}\right)$ – дійсна та уявна частини комплексу повного струму ділянки кільця; $tg\varphi_k = \left| I_{yk}^I \right| / I_{yk}^R$ – тангенс кута відставання струму кільця ротора, порівняно із напругою у кільці, за результатами польового аналізу.

Еквівалентування квазітривимірної польової моделі здійснюється за отриманими виразами визначення параметрів заступної схеми із формуванням двовимірних залежностей їх зміни у функції струмів та ковзання. При цьому, завдяки еквівалентуванню польової моделі коловою із визначенням параметрів заступної схеми, забезпечується врахування скосу пазів ротора, лобових параметрів, немагнітних прошарків між листами магнітопроводів, неоднакової довжини магнітопроводів статора і ротора. Застосування нелінійних двовимірних параметрів заступної схеми, еквівалентних польовій моделі, забезпечує високу адекватність моделі і її високу швидкодію при аналізі статичних і динамічних режимів роботи і, що

особливо важливо, при розв'язанні задач проектування, пов'язаних із великою кількістю ітерацій.

Для розрахунку величини параметрів заступної схеми, з урахуванням рівнянь балансу потужностей фази статора і ротора і у результаті зведення параметрів до статора, враховуючи, що до контуру ротора входить дві ділянки кільця, отримано вирази:

$$r_2' = \frac{P_{ec}}{3\left|\underline{I}_r'\right|^2} \cdot \frac{l_2^2 + h_{sk}^2}{l_1 l_2 k_{cm}} + \frac{2 z_2 P_k}{3\left|\underline{I}_r'\right|^2}; \qquad x_m = \frac{-P_{ec}}{3 s I_s I_r^I}; \qquad (4)$$

$$x_2' = \frac{2 z_2 P_k tg\varphi_k}{3 s\left|\underline{I}_r'\right|^2} + x_m\left(\frac{1-k_{sk}^2}{k_{sk}^2} - \frac{I_r^R I_s + \left|\underline{I}_r'\right|^2}{\left|\underline{I}_r'\right|^2} \cdot \frac{l_2^2 + h_{sk}^2}{l_1 l_2}\right)$$

де I_s – діюче значення часового комплексу струму фази статора; s – ковзання; l_2, h_{sk} – довжина магнітопроводу ротора та величина скосу його пазів; k_{sk} – коефіцієнт скосу пазів ротора.

Врахування впливу просторових гармонік МРС за результатами польового аналізу забезпечується розробленою технологією еквівалентування польової моделі коловою. При цьому враховується, що, як показано в [4], вагові частки гармоніки магнітного поля і МРС суттєво різняться. Тому, вагомість гармоніки обумовлюється результатами польового аналізу із визначенням еквівалентних параметрів колової моделі.

Врахування гармонік МРС є принципово важливим при аналізі пускових режимів АД, особливо при невеликому числі пазів на полюс і фазу обмотки статора. Це пов'язано із особливостями польового аналізу у площині, ортогональній до осі ротора. На цьому етапі для мінімізації часу розрахунку польовий аналіз проводиться із нерухомим ротором [5]. Для дослідження процесів із заданою величиною ковзання, частота зміни струмів статора задається відповідно до частоти ковзання. Врахування зміни взаємного положення зубців магнітопроводів статора і ротора здійснюється завдяки усередненню результатів кількох розрахунків [6] із поворотом осердя ротора на певний кут.

Умови нерухомості ротора і зміни струмів статора із частотою ковзання забезпечують потрібну частоту процесів у роторі лише за робочою гармонікою МРС. Для інших гармонік частоти при робочих ковзаннях повинні бути значно більшими, що вплине на величину відповідних електромагнітних параметрів. Крім того, при нерухомому роторі всі гармоніки МРС наводять у ньому струми однакової частоти і разом визначають величину втрат і, відповідно, параметрів за робочою гармонікою (1). Ці обставини обумовили потребу корекції алгоритмів попередніх етапів розрахунків.

Розроблені рівняння електричної рівноваги колової моделі [7] враховують наявність кількох просторових гармонік МРС. За результатами аналізу просторового розподілу МРС, обираються для подальшого урахування гармоніки із найбільшим впливом на процеси у АД, який досліджується. Визначення електромагнітних параметрів за кожною із гармонік здійснюється відповідно до алгоритмів трьох перших етапів (1)–(4) із задаванням просторового розподілу струмів статора із кількістю полюсів даної гармоніки. При цьому, аналіз виконується із задаванням розподілу струмів за пазами, як для синусної обмотки, або із задаванням потрібної кількості полюсів синусоїдної хвилі струмів у повітряному проміжку. Вирази (1)-(4) забезпечують визначення параметрів ротора і взаємної індуктивності за полем кожної гармоніки і формування для них двовимірних нелінійних залежностей. За цими залежностями, за поточними значеннями ковзань і струмів ротора за гармоніками, при польовому аналізі із просторовим розподілом струмів обмотки статора, яка досліджується, визначаються значення параметрів взаємних індуктивностей. Їх величини враховуються при формуванні двовимірних залежностей індуктивного опору пазового та диференційного розсіювання статора:

$$x_{1n\partial} = \frac{\omega_0 \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\left(\underline{\Psi}_s\right)}{2 I_s} - \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_N} x_{m\nu}\left[1 + \frac{z_2 f_{r\nu}}{3 I_s f_{s\nu}}\left(I_{k\nu n}^R + I_{k\nu o}^R\right)\right]$$

де $\underline{\Psi}_s = (\underline{\Psi}_A + \underline{\Psi}_B e^{j(\xi_A - \xi_B)} + \underline{\Psi}_C e^{j(\xi_A - \xi_C)})/3$ – повне потокозчеплення фази статора, яке визначено за розрахунковою моделлю із серійною обмоткою статора, (1); $x_{m\nu}$ – параметр за основним полем гармоніки ν; $I_r' = I_k z_2 f_{rp} / (3 f_{sp})$; I_k – струм контуру ротора; $f_{sp} = 2 K_{об\nu} W_s / \nu\pi$, $f_{r\nu} = 2 k_{yr\nu} k_{sk\nu} / \nu\pi$ – модулі одиничних МРС фаз статора і контуру ротора за гармонікою ν; $k_{yr\nu}$ – коефіцієнт скорочення контуру ротора за гармонікою ν; $I_{k\nu n}^R$, $I_{k\nu o}^R$ – дійсні частини комплексів струмів контурів ротора за гармонікою ν із прямим та зворотнім напрямками обертання, визначаються подібно до (2):

$$I_{k\nu n}^R = \mathrm{Re}\left(\frac{e^{j\nu\delta_1}}{2 z_2 k_{yr\nu}} \sum_{i=1}^{z_2} \underline{I}_{ci} e^{j(i-1)\nu\delta_k}\right);$$

$$I_{k\nu o}^R = \mathrm{Re}\left(\frac{e^{-j\nu\delta_1}}{2 z_2 k_{yr\nu}} \sum_{i=1}^{z_2} \underline{I}_{ci} e^{-j(i-1)\nu\delta_k}\right).$$

Оцінка впливу врахування гармонік МРС на результати дослідження режимів роботи АД, які виконано за допомогою розробленої, еквівалентної до польової, моделі здійснена у порівнянні з каталоговими даними двигунів серії 4А. Завдяки доступній інформації про конструктивні і режимні параметри цих АД [8], таке порівняння дає можливість широкому колу дослідників реалізувати принцип повторюваності нових наукових результатів, що є необхідною умовою оцінки їх достовірності. Фактично, каталогові дані відповідають деякій усередненій серійній машині. Співставлення з ними результатів розрахунків забезпечує визначення ступеня адекватності математичної моделі АД на

прикладі дослідження саме такої усередненої серійної машини. Властивості реальних АД можуть відрізнятись від каталогових внаслідок варіації конструктивних параметрів, які повинні бути врахованими при математичному моделюванні для узгодження математичної моделі із конкретикою об'єкту, що досліджується.

Вплив врахування просторових гармонік МРС за розробленою моделлю на її адекватність видно з табл. 1 порівняння розрахункових даних АД 4А80А4У3 і 4А132М8У3 з каталоговими. При цьому, врахування втрат у сталі і міді, механічних та додаткових здійснено за [9] з урахуванням поточного розрахункового значення індукції повітряного проміжку.

Таблиця 1 – Порівняння розрахункових даних АД 4А80А4У3 і 4А132М8У3 з каталоговими

Параметри режиму			Характеристики АД 4А80А4У3/4А132М8У3		
			Дані за каталогом	Розрахунок	
				Абсолютне значення	Δ, %
Номінальний	Корисна потужність, Вт		1100 / 5500	1094 / 5514	0.55 / 0.25
	Струм статора, А		2.74 / 13.57	2.766 / 13.5	0.95 / 0.52
	ККД		0.75 / 0.83	0.764 / 0.85	1.87 / 2.41
	Коефіцієнт потужності		0.81 / 0.74	0.784 / 0.726	3.2 / 1.89
	ковзання, %		0.054 / 0.041	0.054 / 0.041	– / –
	момент, Нм		7.4 / 73.02	7.36 / 73.21	0.54 / 0.25
Пусковий	$\nu = \nu_p$	момент, Н·м	14.8 / 138.7	15.02 / 111	**1.49 / 19.97**
		струм, А	13.7 / 74.64	13.76 / 67.39	**0.44 / 9.71**
	$\nu = \nu_p \times$ (1,5,7)	момент, Н·м	14.8 / 138.7	14.69 / 132	**0.74 / 4.83**
		струм, А	13.7 / 74.64	13.77 / 71.76	**0.51 / 3.86**

Врахування гармонік МРС практично не вплинуло на адекватність математичної моделі у номінальних режимах внаслідок демпфуючої дії струмів ротора при високих частотах. У пускових режимах цей вплив, як видно з табл. 1, залежить від типу обмотки. Для чотириполюсної обмотки, з великим числом пазів на полюс і фазу, врахування крім робочої гармоніки ще п'ятої та сьомої, не призвело до суттєвої зміни адекватності моделі. В той же час, у восьмиполюсної обмотки гармонічний склад МРС гірший і корегування моделі відповідно до нього дозволило зменшити похибку розрахунків пускових режимів у 3 … 4 рази.

Висновки.

Розроблена математична модель, яка є еквівалентною до квазітривимірної польової моделі АД і забезпечує моделювання із точністю польових і швидкодією колових методів, задовольняє потребам проектного синтезу АД із широким колом конструктивних новацій, а також при комплексному моделюванні разом із іншими складовими електромеханічної системи і з урахуванням особливостей робочих режимів.

Побудова еквівалентної квазітривимірної польової моделі проектування АД з великою часткою вищих просторових гармонік МРС, зокрема при малому числі пазів на полюс і фазу, повинна виконуватись із урахуванням цих гармонік, що може зменшувати похибку розрахунків пускових режимів у 3 … 4 рази.

Список літератури

1. *Бібік О.В.* Енергоефективні режими електромеханічної системи насосної установки багатоповерхового будинку / *О.В.Бібік, О.М.Попович, С.П.Шевчук* // Технична електродинаміка. – 2016. – № 5. – С. 38-45.
2. *Попович О.М.* Визначення параметрів заступної схеми асинхронного двигуна та їх нелінійних залежностей за результатами польового аналізу / *О.М.Попович, І.В.Головань* // Праці ІЕД НАНУ. – 2012. – Вип. 31. – С. 38-48.
3. *Попович О.М.* Уточнення аналізу режимів роботи асинхронних двигунів у складі електромеханотронних систем еквівалентуванням їх польових моделей коловими / *О.М.Попович, І.В.Головань* // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 5. – С.113-115.
4. *Милых В. И.* Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов / *В. И. Милых, Н. В. Полякова* // Технічна електродинаміка. – 2013. – №3. – С. 40-49.
5. *Васьковський Ю.М.* Польовий аналіз електричних машин / *Ю.М. Васьковський* – К.: НТУУ "КПІ", 2007. – 192 с.
6. *Попович О.М.* Визначення пазового розсіювання статора асинхронного двигуна з урахуванням насичення, зігзаг-розсіювання, взаємної індуктивності фаз / *О.М.Попович, І.В.Головань* // Електротехніка і електромеханіка. – 2011.– №3. – С. 40-42.
7. *Попович О.М.* Математична модель для дослідження режимів асинхронних машин електромеханотронних систем / *О.М. Попович* // Праці ІЕД НАНУ. – 2010. – Вип.25. – С.89-97.
8. А.Э. Кравчик. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / *Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская Е.А.* – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.
9. *Радин В.И.* Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро / *Радин В.И., Лондин Й., Розенкноп В.Д. и др.*; Под ред. *В.И. Радина.* – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.

References (transliterated)

1. Bibik O.V., Popovych O.M., Shevchuk S.P. Yenergoyefektivní rezhimi yelektromekhaníchnoí sistemi nasosnoí ustanovki bagatopoverkhovogo budinku. [Energy efficient modes electromechanical system pumping unit multistory building] *Tehnichna Elektrodinamika*. 2016, no. 5, pp. 38-45.
2. Popovych O.M., Holovan I.V. Vyznachennya parametriv zastupnoyi skhemy asynkhronnoho dvyhuna ta yikh neliniynykh zalezhnostey za rezul'tatamy pol'ovoho analizu [Defining equivalent circuit of the induction motor and its nonlinear dependence on the results of field analysis]. *Pratsi IED NANU*. 2012, Vol. 31. P. 38-48.
3. Popovych O.M., Holovan I.V. Utochnennya analizu rezhymiv roboty asynkhronnykh dvyhuniv u skladi elektromekhanotronnykh system ekvivalentuvannyam yikh pol'ovykh modeley kolovymy [Clarifying analysis modes of asynchronous motors consisting of elektromehanotronnyh equivalentiation field models of circular]. *Tehnichna Elektrodinamika*. 2014, no. 5, pp. 113-115.
4. Milykh V. I., Polyakova N. V. Garmonicheskiy analiz elektromagnitnykh velichin trekhfaznoy obmotki statora turbogeneratora na osnove klassicheskikh i chislenno-polevykh metodov [Harmonic analysis of electromagnetic quantities of a three-phase winding of a stator of a turbogenerator on the basis of classical and numerical-field methods]. *Tehnichna Elektrodinamika*. 2013, no. 3, pp. 40-49.

5. Vaskovskyy Y.M. *Pol'ovyy analiz elektrychnykh mashyn* [Field analysis of electric machines]. Kiev,"KPI", 2007, 192 p.
6. Popovich O. M., Golowan I. V. Vy`znachennya pazovogo ozsiyuvannya statora asy`nxronnogo dvy`guna z uraxuvannyam nasichennya, zigzag-rozsiyuvannya, vzayemnoyi indukty`vnosti faz [Determining of stator slot leakage taking into account the saturation, zigzag leakage, mutual inductance of phases]. *Electrotekhnika i Electromekhanika* . 2011, no. 3, pp. 40-42.
7. Popovych O.M. Matematychna model' dlya doslidzhennya rezhymiv asynkhronnykh mashyn elektromekhanotronnykh system [Mathematical model for the study of asynchronous machines elektromehanotronnyh systems] *Pratsi IED NANU*. 2010, Vol. 25, pp. 89-97.
8. Kravchik A.E, Shlaf M.M, Afonin V.I. *Asinkhronnyye dvigateli serii 4A: Spravochnik* [Asynchronous motors of 4A series: Reference book], Moscow, Energoizdat Publ, 1982, 504 p.
9. Radin V.I., Londin J., Rozenknop V.D. *Unifitsirovannaya seriya asinkhronnykh dvigateley Interelektro* [Unified series of induction motors Interelectro]. Moscow, Energoatomizdat Publ, 1990, 416p.

Надійшла (received) 04.05.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Врахування просторової несинусоїдності магніторушільних сил при проектуванні асинхронних двигунів за еквівалентною квазітривимірною польовою моделлю / О. М. Попович, І. В. Головань // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 140–144. – Библиогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Учет пространственной несинусоидальности магнитодвижущих сил при проектировании асинхронных двигателей с применением эквивалентной квазитрехмерной польовой модели / А. Н. Попович, И. В. Головань // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Х. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 140–144. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

Considering spatial nonsine mahnitorushilnyh forces in projecting induction motor by equivalent quasi-three-dimensional field model / O.M. Popovych, I.V. Golovan // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 140–144. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Попович Олександр Миколайович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, доцент, Інститут електродинаміки Національної академії наук України, провідний науковий співробітник, тел. (044)366-26-37; e-mail: popovich1955@ukr.net.

Попович Александр Николаевич, доктор технических наук, старший научный сотрудник, доцент, Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, ведущий научный сотрудник, тел. (044)366-26-37; e-mail: popovich1955@ukr.net.

Popovych Oleksandr Mykolayovych, PhD, senior researcher, professor, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Senior Research Fellow, tel. +38 (044)366-26-37; e-mail: popovich1955@ukr.net.

Головань Іван Васильович, кандидат технічних наук, Інститут електродинаміки Національної академії наук України, старший науковий співробітник, тел. (044)366-26-37; e-mail: giv_6@ied.org.ua.

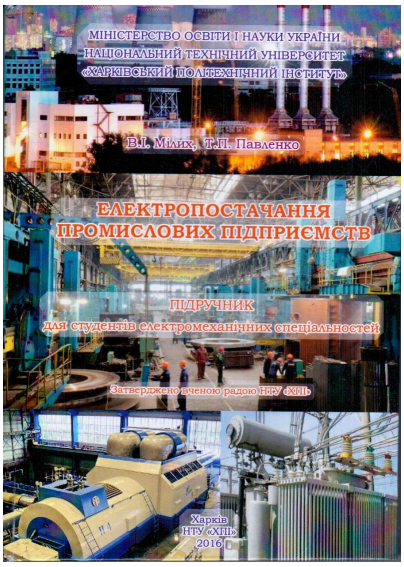
Головань Иван Васильевич, кандидат технических наук, Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, старщий научный сотрудник, тел. (044)366-26-37; e-mail: giv_6@ied.org.ua.

Golovan Ivan Vasyl'ovych, Ph.D., Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Senior Fellow, tel. +38 (044)366-26-37; e-mail: giv_6@ied.org.ua.

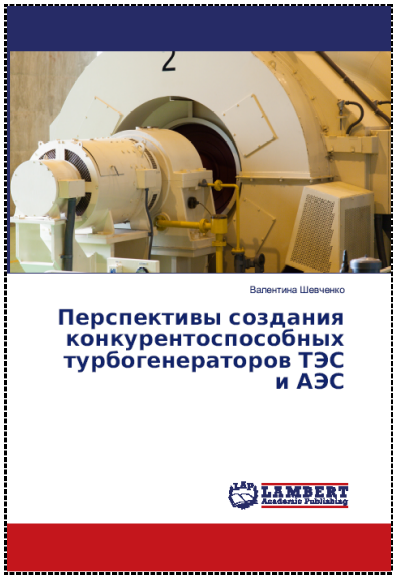
ЗМІСТ

Милых В. И. Автоматизированное формирование расчетных моделей трехфазных асинхронных двигателей для программной среды FEMM ……...…. 3
Ставинский А. А., Плахтырь О. О., Вахонина Л. В., Пальчиков О. О. Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением зубцовых гармоник магнитного поля. Ч.1. Добавочные электродвижущие силы и потери …….…. 16
Ставинский А. А., Плахтырь О. О., Вахонина Л. В., Пальчиков О. О. Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением зубцовых гармоник магнитного поля. Ч.2. Добавочные моменты и силы..... 22
Макарчук А. В., Хай М. В. Устройство и алгоритм управления низкоскоростным сервоприводом на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов ……. 28
Васьковский Ю. Н., Гераскин А. А., Беленок Н. В. Исследование влияния старения стали магнитопровода статора турбогенератора на его энергетические характеристики …… 35
Чемерис В. Т., Бородий И. А. Взаимосвязь между нестационарными физическими процессами в силовых устройствах электромеханики …… 42
Kharchyshyn B. M. , Khai M. V. Bolkot P. A. Functional testing of angle-data transmitters of the limited rotation angle ……. 48
Качура А. В., Съянов А. М., Поляков Р. М. Математическое моделирование замкнутой системы электропривода на базе вентильного реактивного двигателя на основе метода конечных элементов…..... 52
Яровенко В. А., Зарицкая Е. И., Черников П. С. Оценка маневренных характеристик электроходов на начальных стадиях их проектирования …….……. 57
Загирняк М. В., Ромашихина Ж. И., Калинов А. П. Анализ коэффициентов вейвлет-спектров диагностических сигналов при повреждении ротора асинхронного двигателя …….. 64
Ромашихин Ю. В. , Ромашихина Ж. И., Руденко Н. А. Возможность идентификации параметров асинхронных двигателей энергетическим методом при синусоидальном питании …… 70
Мілих В. І., Шилкова Л. В., Ревуженко С. А. Чисельний аналіз магнітного поля циліндричного трифазного індуктора магнітного сепаратора ……. 76
Рымша В. В., Радимов И. Н., Гулый М. В., Бабич И. П., Калиниченко А. А., Деменко Н. П. Разработка и исследование датчика линейного перемещения …….. 83
Махотило К. В., Червоненко И. И., Кулешов В. С., Кулешова К. В. Создание эффективных энергогенерирующих узлов, объединяющих станции на возобновляемых источниках энергии ……. 90
Мазуренко Л. І., Бібік О. В., Клименко В. Г., Шихненко М. О. Оцінка можливості використання вентильно–реактивного двигуна у складі верстат–гойдалки …… 97
Петрушин В. С., Еноктаев Р. Н. , Шестаков О. И., Прокопенко Н. С. Учет потерь от высших гармонических в регулируемых асинхронных двигателях …… 101
Єгоров А. В., Маслєнніков А. М., Дунєв О. О., Юхимчук В. Д. Вплив схеми з'єднання котушок обмотки статора двигуна з ротором, що котиться, на його енергетичні показники ……..... 106
Жильцов А. В., Сорокін Д. С. Аналіз впливу вихрових струмів на динамічні та енергетичні характеристики лінійної електромеханічної системи …… 114
Гребенников В. В. Сравнительный анализ электродвигателей с различной конфигурацией магнитных систем …….. 119
Юрьева Е. Ю. Особенности проектирования коаксиальных линейных двигателей с постоянными магнитами …… 125
Болюх В. Ф., Кочерга А. И., Щукин И. С. Линейный ударный электромеханический преобразователь электромагнитно-индукционного типа …….. 131
Попович О. М., Головань І. В. Врахування просторової несинусоїдності магніторушільних сил при проектуванні асинхронних двигунів за еквівалентною квазітривимірною польовою моделлю …….. 140

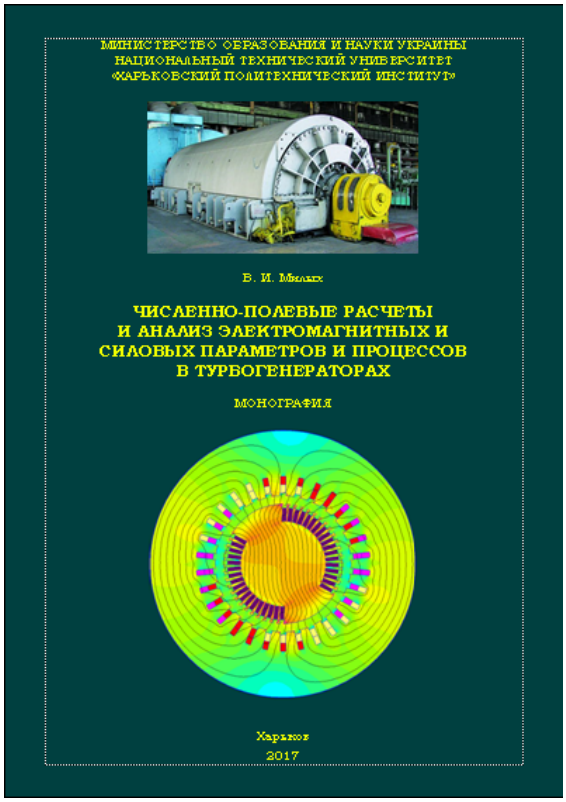
Навчальна та наукова література, що видана
співробітниками кафедри електричних машин НТУ «ХПІ»



Мілих В. І. Електропостачання промислових підприємств : Підручник для студентів електромеханічних спеціальностей / В. І. Мілих, Т. П. Павленко. – Харків : ФОП Панов А. М., 2016. – 272 с.



Шевченко В. Перспективы создания конкурентоспособных турбогенераторов ТЭС и АЭС: монография / В. Шевченко. – New York: One World Trade Center. – LAP Lambert Academic Publishing. – 2016. – 137 с.



Милых В. И. Численно-полевые расчеты и анализ электромагнитных и силовых параметров и процессов в турбогенераторах : монография / В. И. Милых. – Харьков : ФОП Панов А. Н., 2017. – 204 с.

Осташевський М. О. Електричні машини і трансформатори : навч. посібник / М. О. Осташевський, О. Ю. Юр'єва; за ред. В. І. Мілих. – Харків : ФОП Панов А. М., 2017. –452 с.

МІЖНАРОДНИЙ СИМПОЗІУМ

ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКИ, ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ - SIEMA

СЕКЦІЯ «ПРОБЛЕМИ ТЕОРІЇ І ПРАКТИКИ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН»

Засідання на кафедрі електричних машин НТУ «ХПІ»

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Збірник наукових праць

Серія:
Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії

№ 1 (1223) 2017

Науковий редактор д-р техн. наук, проф. В.І. Мілих,
Технічний редактор канд. техн. наук, доц. А.М. Маслєнніков

Відповідальний за випуск канд. техн. наук Г. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2, НТУ «ХПІ».
Кафедра електричних машин.
Тел.: (057) 707-65-14, (057) 707-68-44; e-mail: mvikemkpi@gmail.com

Обл.-вид № 12-17

Підп. до друку 29.05.17 р. Формат 60×90 1/8. Папір офсетний.
Друк офсетний. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 15,3. Облік.-вид. арк.8,5
Тираж 300 пр. 1-й з-д 1-100. Зам. № Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію
суб'єкта видавничої справи ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, віл Кирпичова, 2

Видавець і виготовлювач: ФОП Панов А. М.
Свідоцтво серії ДК №4847 від 06.05.2015 р.
м. Харків, вул. Жон Мироносиць (Раднаркомівська), 10, оф. 6
тел.+38(057)714-06-74, +38(050) 976-32-87
copi@vlavke.com.ua, http://vlavke.com.ua