

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

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»

Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії

№ 5 (1114) 2015

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2015

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії – X. : НТУ «ХПІ». – 2015. – № 5 (1114). – 117 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», затвердженого Постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4 (Бюлетень ВАК України, № 6, 2010 р., с. 3, № 20).

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. СПІФАНОВ, 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: Т.П. Павленко, д-р техн. наук, проф.

Відповідальний секретар: В.П. Шайда, канд. техн. наук, доц.

Члени редколегії: В.Г. Данько, д-р, техн. наук, проф.; М.М. Заблудський, д-р, техн. наук, проф.;

В.Б. Клепиков, д-р, техн. наук, проф.; Б.В. Клименко, д-р, техн. наук, проф.;

В.І. Кравченко, д-р, техн. наук, проф.; О.М. Олейников, д-р, техн. наук, проф.;

В.С. Петрушин, д-р, техн. наук, проф.; Ф.М. Сарапулов, д-р, техн. наук, проф.;

Є.І. Сокол, д-р, техн. наук, проф.; В.В. Сотников, д-р, техн. наук, проф.;

Г.М. Сучков, д-р, техн. наук, проф.; В.І. Ткачук, д-р, техн. наук, проф.;

О.О. Шавьолкін, д-р, техн. наук, проф.; І.О. Шведчикова, д-р, техн. наук, проф.;

В.Ф. Шинкаренко, д-р, техн. наук, проф..

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».

Протокол № 7 від 3 липня 2015 р.

УДК 621.313

В. И. МИЛЫХ, Н. В. ПОЛЯКОВА**ЧИСЛЕННЫЕ РАСЧЕТЫ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ТОРЦЕВОЙ ЗОНЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ**

Проведен обзорный анализ, показаны принципы и примеры численных расчетов магнитных полей в торцевой зоне турбогенераторов. Приводятся основные положения разработанных методов, основанных на плоско-меридианной и плоско-ортогональной расчетных моделях. Они сочетают взаимосвязанные магнитные поля в поперечном и продольном сечениях электрических машин. При расчетах учитываются реалистичная геометрическая структура активных элементов концевых частей и насыщение сердечников этих машин и турбогенераторов в частности.

Ключевые слова: турбогенератор, торцевая зона, магнитные поля, численные расчеты, расчетные модели, граничные условия, методы расчета, режимы возбуждения

Введение. В [1] представлен обзорный анализ численных расчетов магнитных полей (МП) и электромагнитных параметров и процессов в активной части турбогенераторов (ТГ). Кроме этой части интерес представляют электромагнитные процессы в элементах концевых частей ТГ, которые также называют торцевыми зонами (ТЗ). Проблемы, связанные с этими процессами, рассматриваются уже достаточно давно [2–6], т. к. они влияют на нагрев таких элементов и снижают надежность работы и долговечность ТГ. Исследование таких проблем стало особенно актуальным, когда единичная мощность, габариты и электромагнитные нагрузки турбогенераторов достигли критических значений.

На начальных этапах исследования процессов в ТЗ ТГ применялись аналитические методы [3, 4]. Но они лишь качественно отображали физическую суть процессов и не могли дать адекватных числовых результатов ввиду чрезмерной идеализации конструктивных форм концевых частей ТГ и целого ряда упрощений. Это не позволяет одновременно учесть все влияющие и даже решающие факторы.

Перспективы адекватного решения появились с развитием компьютерной техники и численных методов расчета. Их использование для расчета МП в ТЗ ТГ было предпринято, например, в [5, 6]. Но опять же это строилось на чрезмерной идеализации конструкции ТГ, причем МП рассчитывалось лишь в его продольном сечении и как плоскопараллельное.

В ТЗ ТГ МП являются трехмерными и его расчет в такой постановке многократно усложняется. Такой расчет стал возможным при появлении быстродействующих ЭВМ с большой оперативной памятью. Решения такого типа еще редки, т. к. требуют высокой квалификации расчетчиков, колоссальной подготовительной работы и длительных компьютерных расчетов. Но эти решения все равно сопряжены с рядом упрощающих допущений и не дают адекватного уточнения результатов, т. к. при приемлемых временных затратах и даже при современной компьютерной технике реальная конструкция отображается довольно грубо, что, например, показывает опыт работы [7]. Поэтому методы анализа процессов в ТЗ на основе решения трехмерных задач еще не стали доступным инструментом расчетчиков, что еще усугубляется значительной стоимостью лицензионного программного обеспечения.

На пути исследования процессов в ТЗ ТГ соавто-

ром данной статьи была проведена серия работ. Одна их часть [8–15] посвящена расчету именно МП в ТЗ ТГ. Но основные принципы расчета МП в ТЗ ТГ были заложены ранее [16–18] при расчете МП машин постоянного тока (МПТ). Другая часть работ [19–22] посвящена расчету вихревых токов (ВТ) и вызванных ими дополнительных потерь мощности (ДПМ) в листах крайних пакетов сердечника статора ТГ, оказывающихся наиболее критическими с точки зрения локальных перегревов и надежности ТГ. Эта часть работ также опиралась на методы расчета ВТ в тонких оболочках, расположенных в специальной МПТ [23].

Отметим, что большая часть расчетных исследований проведена методом конечных разностей (МКР) на ЭВМ по собственным программам.

Анализ основных достижений. Исходной явилась работа [16], в которой представлен метод и проведен расчет МП в продольном сечении специальной МПТ с большим зазором. Этот расчет базировался на предварительном расчете МП той же машины в ее поперечном сечении [24]. В обоих сечениях МП рассчитывалось на ЭВМ упомянутым МКР с учетом насыщения магнитопровода. Для примера рассматривался режим холостого хода (ХХ) – при действии только обмотки возбуждения. В плоскости продольного сечения естественная структура МП формировалась посредством впервые введенного для этого комплекса граничных условий (ГУ) для составляющей векторного магнитного потенциала (ВМП), ортогональной плоскости расчета этого поля.

Для учета трехмерного характера МП, при его расчете в продольном сечении, формировалась специальная расчетная модель по результатам расчета МП в поперечном сечении машины. В этой модели полностью отображалось продольное сечение, а электромагнитная структура поперечного сечения в неявном виде отображалась через структуру силовых линий МП (линий равного ВМП) в нем, преобразованную в специальную функцию приведения.

При расчете МП в продольном сечении на основе специальной расчетной модели, благодаря упомянутому комплексу ГУ, одновременно учитывались два возбуждающих фактора: МП, вытесняемое из активной части машины, и магнитодвижущая сила (МДС) лобовой части обмотки главного полюса.

Аналогичный подход был использован при исследовании МП в мощном криодвигателе постоянного тока [17, 18] (специальная конструкция МПТ, рассчи-

танная на сверхпроводниковую обмотку возбуждения). В этой машине также был большой немагнитный зазор, из-за чего в ее ТЗ вытеснялось весьма интенсивное МП. Разработанный и описанный выше метод был усовершенствован и назван методом плоско-ортогональных расчетных моделей МП.

Это опять была совокупность поперечного и продольного сечений машины. В каждом из них достаточно точно учитывалась своя геометрия и геометрия другого сечения через структуру предыдущего расчета МП в нем. По сути, последовательность таких расчетов образовывала итерационный процесс, который достаточно быстро завершался при достижении одинакового распределения магнитной индукции на центральной оси главного полюса, являющейся общей для двух сечений. Предпринятый синтез МП электрической машины на основе плоско-ортогональных расчетных моделей давал квази-трехмерное МП, которое получалось с учетом реальной геометрии двух взаимно ортогональных сечений и с учетом насыщения магнитопровода.

Разработанные в [16–18] теоретические основы использовались для исследования других машин. Так, в [25] при определении расчетной длины якоря тягового генератора постоянного тока, сердечник якоря которого имел отдельный концевой пакет. Но больше всего идеи расчета МП в концевых частях ЭМ [16–18] были использованы при их расчетах в ТЗ ТГ [8–15].

Основным отличием и преимуществом таких расчетов, по сравнению с существовавшими уже работами по данной проблематике, было следующее. Ранее все строилось на экспериментальных или расчетных данных аксиальной составляющей магнитной индукции на поверхности крайнего – концевого пакета сердечника статора. А внутри этого и других пакетов, где и происходили критические явления с ВТ, ДПМ и нагревом, информация по МП отсутствовала. В предложенном новом подходе МП рассчитывалось не только на указанной поверхности, но и во всей ТЗ ТГ, а также внутри крайних и основных пакетов сердечников. При этом учитывается геометрия элементов ротора и статора, шихтовка, дискретность зубцово-пазовой структуры и, благодаря этому, реалистичное насыщение сердечника статора.

При всем этом одновременно рассчитывалось результирующее МП, создаваемое на активной длине ТГ и лобовыми частями его обмоток, как при их раздельном, так и при совместном действии (режимы ХХ, короткого замыкания (КЗ) и нагрузки). Реалистичность проводимых расчетов подтверждалась сходимостью результатов с имеющимися примерами экспериментальных данных по МП на поверхности сердечника статора, обращенной в ТЗ.

Для работ, касающихся расчетов МП в ТЗ ТГ, общим являлось то, что использовалось их продольное сечение, которое в активной части захватывало концевые и основные пакеты сердечника статора на такую глубину, за которой уже не ощущалось влияние ТЗ на МП. А роль и особенности каждой из этих работ [8–15] заключались в следующем.

В исходной работе [8] для расчета МП в ТЗ ТГ из предыдущих работ [16–18] был заимствован только комплекс ГУ для ВМП, но принята была цилиндри-

ческая система координат (r, z, α) и МП рассматривалось как осесимметричное (плоскомеридианное) в продольном сечении ТГ. Расчеты проводились для ТГ мощностью 120 МВт – его особенность – воздушное охлаждение, что вызвало необходимость тщательного рассмотрения процессов в ТЗ.

Начиная с [9] и в последующих работах рассматривались ТГ с традиционными методами охлаждения (водородное, водяное и их сочетание) и большей мощности (200 МВт и выше). В этой работе, в отличие от [8], МП рассматривалось как плоскомеридианное только в основной части продольного сечения ТГ, а в центральной части сердечника ротора как плоскопараллельное, что было ближе к его естественной структуре в поперечном сечении.

В работе [9] для продольного сечения ТГ ГУ сохранены из предыдущих работ [8, 16–18], а основное внимание было уделено формированию конструктивно-расчетной модели ТГ для исследования МП в его ТЗ. Формирование проходило на основе анализа факторов влияния. Среди них: учитываемое число концевых и основных пакетов сердечника статора, шихтовка и дискретность его зубцово-пазовой структуры, экранирующее действие на переменное МП электромагнитного экрана, нажимных пальцев и других массивных элементов конструкции и самого сердечника статора. Такое действие имитировалось искусственным введением повышенных значений удельного магнитного сопротивления (УМС) названных элементов конструкции.

На основе сформированной расчетной модели [9], в [10] был проведен анализ МП возбуждения ТГ в его ТЗ. Конкретно рассмотрены средние и максимальные значения магнитной индукции в различных пакетах сердечника статора, распределение составляющих магнитной индукции по аксиальным и радиальным линиям в частях продольного сечения ТГ.

На той же теоретической основе из [9], в [11] был проведен расчетный анализ факторов влияния на МП в ТЗ ТГ. И здесь новинкой еще было то, что это проводилось на основе расчета МП обмотки статора. В целом, в [11] были рассмотрены 15 расчетных вариантов при варьировании размерами области расчета (радиус верхней границы в статоре, число пакетов сердечника статора), уровнем сеточной дискретизации, учетом насыщения магнитопровода и анизотропии сердечника статора из-за шихтовки и зубцово-пазовой структуры, экранирующего действия электропроводящих элементов конструкции.

Исследования такого рода продолжались в [12], где проведен сравнительный анализ МП возбуждения в зоне крайних пакетов статора при варьировании их структурой и влиянии этого на его активную длину.

Начиная с [13], численные расчеты МП в КЗ ТГ проводились на основе уже представленного выше метода плоско-ортогональных расчетных моделей [17, 18]. В работе [13] выполнялись взаимосвязанные расчеты МП в поперечном и продольном сечении ТГ в режиме ХХ. Помимо этого, важным аспектом был сравнительный анализ вариантов ГУ во втором из этих сечений. Главное отличие состояло в условии на границе, являющейся общей линией двух сечений. Здесь для продольного сечения, как и ранее [17, 18],

сначала задавалось комбинированное интегральное условие, опирающееся на падение магнитного напряжения, полученное в поперечном сечении. Новым вариантом было использование распределения напряженности МП вдоль указанной линии. Кроме того, были рассмотрены варианты возбуждения МП и соответствующие ГУ при возбуждении МП только лобовой частью обмотки ротора, при возбуждении МП его частью, вытесняемой из прямолинейной части ТГ, и это сравнивалось с результатами расчета при действии этих факторов совместно.

Последний расчет, в сочетании с методом плоско-ортогональных расчетных моделей и другими введенными в расчет аспектами, давал возможность адекватного учета насыщения магнитопровода и приводил к достаточно адекватным результатам, которые в наибольшей мере соответствовали существующим представлениям о структуре МП в ТЗ ТГ и экспериментальным данным. И именно этот подход использовался в последующих исследованиях.

Важным шагом в развитии метода плоско-ортогональных расчетных моделей стало освоение численного расчета МП в КЗ ТГ в режиме нагрузки (РН) [14]. Сначала отдельные поля от обмоток ротора и статора рассчитывались, как и ранее в [8–13], в своей плоскости, по которой действует МДС соответствующей обмотки. Но для РН здесь возникла проблема, так как такая единая плоскость действия МДС отсутствует ввиду того, что они имеют фазовый сдвиг. Поэтому совмещение полей этих обмоток проводилось с учетом этого и, соответственно, пространственного сдвига, который определялся по расчету МП в поперечном сечении ТГ (метод определения фазового сдвига описан в этой же работе и подробно в [26]). Сначала было опробовано наложение отдельно рассчитанных МП двух обмоток с учетом их фазового сдвига. Но окончательно был использован, принят и рекомендован на дальнейшее совместный расчет МП двух обмоток, так как только в таком случае можно учитывать насыщение магнитопровода. Плоскость расчета МП в РН принята такой, по которой ориентировано результирующее МП при его расчете в поперечном сечении ТГ. В продольном сечении МДС обмоток приняты как их проекции на эту плоскость с учетом их пространственной ориентации.

Все наработки в предыдущих работах были использованы для расчетного анализа МП в торцевой зоне ТГ мощностью 325 МВт в [15]. Его особенностью была аксиальная система вентиляции, ввиду чего пакетирования сердечника статора не было, но ТЗ сердечника статора все же была выполнена ступенчатой с увеличивающимся диаметром расточки. Расчеты МП выполнены в ряде режимов: XX, от действия только обмотки статора, при номинальной нагрузке, а также впервые – в режиме КЗ при встречном действии МДС обеих обмоток.

Результаты расчета МП в ТЗ ТГ явились основой для расчета ВТ и ДПМ в концевых пакетах сердечника статора, которые пронизывала аксиальная составляющая магнитной индукции. Эти исследования отражены в [19–22] и имели следующее содержание.

В работе [19] выполнен сравнительный анализ ВТ и ДПМ в зубцах крайнего пакета статора ТГ. Сравнивались варианты зубца укороченного и неукороченного, и в каждом случае рассматривались варианты рассеченного посередине зубца и сплошного.

В [20] уже рассматривались полностью сегменты сердечника статора ТГ в двух вариантах – с просечкой над пазом и без нее. И здесь, как и в [19], возбуждающее МП задавалось как пульсирующее с учетом только аксиальной составляющей магнитной индукции, перпендикулярной плоскости листов сердечника. Это МП бралось из предварительного расчета в торцевой части ТГ, как это уже представлено [8–15]. Прямого учета реакции ВТ при их расчете не было, но косвенно реакция учитывалась уже при расчете МП.

А вот в [21] численный анализ ВТ и ДПМ во всем сегменте крайнего пакета статора ТГ проводился с учетом вращения МП.

В перечисленных работах [19–21] расчеты проводились численно МКР с использованием вспомогательной функции – векторного электрического потенциала (ВЭП). Все это строилось на основе ранее выполненных работ, например [20], и аналогичных.

Дальнейшим развитием этого стало использование в [22] метода конечных элементов (МКЭ), ввиду очень сложной геометрической структуры листов сердечника статора ТГ мощностью 325 МВт, имеющего аксиальные вентиляционные каналы и просечки сложной формы в зубцах крайних пакетов статора. Для расчетов ВТ была адаптирована программа FEMM [23], и при этом формально рассчитывалось МП, от которого методом электромагнитной аналогии переходили к ВТ.

Рассмотренные методы расчета МП и ВТ в ТЗ имеют хорошие перспективы для дальнейших исследований электромагнитных процессов в ТГ. Но на данном этапе обзор наших работ в этом направлении можно считать исчерпанным. Поэтому перейдем к более развернутому, хотя и обобщенному, представлению теории и практических аспектов методов расчета МП в ТЗ ТГ.

Цель исследований. Здесь, в данной статье, сначала представим обзорно перечень исследований и разработок, проведенных и представленных в [8–25], а затем уже обобщенно изложим более подробно разработанные в этих работах математические модели и методы расчета МП в ТЗ ТГ.

Материалы исследований. *Плоско-меридианная расчетная модель МП в ТЗ ТГ.* Первой, и достаточно автономной (используемой без предварительного расчета МП в поперечном сечении) расчетной моделью МП в ТЗ ТГ была плоско-меридианная модель, введенная в [8].

Область расчета магнитного поля в ТЗ ТГ представлена на рис. 1 продольным – a и поперечным – b сечениями. Здесь используется уже упомянутая цилиндрическая система координат (r, z, α) . Элементы конструкции, которые могут быть учтены при расчетах, представлены в подрисуночной подписи.

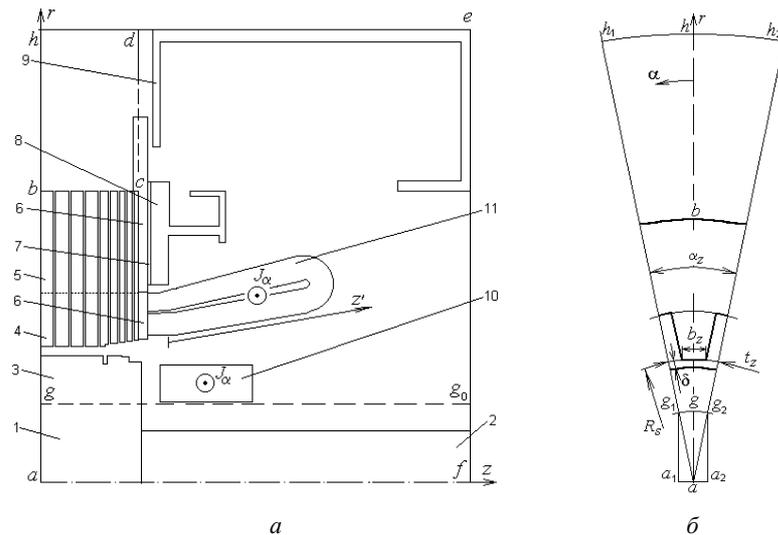


Рис. 1 – Расчетная область магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора (а – продольное, б – поперечное сечения):
 1, 2 – бочка и вал ротора; 3, 4 – зубцовые зоны ротора и статора; 5 – спинка сердечника статора; 6 – нажимные пальцы;
 7 – электромагнитный экран; 8 – нажимной фланец; 9 – корпус; 10, 11 – лобовые части обмоток ротора и статора

В аксиальном направлении (по оси z) продольное сечения включает в себя концевые пакеты статора и часть основных пакетов. Предполагается, что далее осевая неравномерность МП поля не проявляется.

Поперечное сечение в [8] занимало сектор ah_1h_2 , который по углу захватывает зубцовое деление статора α_z . Но, учитывая, что в бочке ротора в активной части МП близко к плоскопараллельному, в суживающейся части сектора ag_1g_2 в [9] расчетная модель расширена до прямоугольника $a_1g_1g_2a_2$.

В соответствии со сформированным поперечным сечением расчетной модели (рис. 1, б) в ее продольном сечении в подобласти ghg_0 (рис. 1, а) МП считается плоско-меридианным и описывается общеизвестным уравнением [8–9]

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(v_r \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left\{ \frac{v_z}{r} \cdot \frac{\partial (r A_\alpha)}{\partial r} \right\} = -J_\alpha, \quad (1)$$

где J_α , A_α – тангенциальные составляющие плотности тока и ВМП;

v_r , v_z – радиальная и аксиальная компоненты УМС.

В оставшейся подобласти agg_0f МП считается плоскопараллельным и описывается уравнением

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(v_r \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left\{ v_z \frac{\partial A_\alpha}{\partial r} \right\} = -J_\alpha, \quad (2)$$

при условии непрерывности ВМП на общей линии gg_0 .

Магнитная анизотропия по осям в плоско-меридианной области, представленной на рис. 1 двумя сечениями ТЗ ТГ, убирается, но учитывается следующим образом.

В шихтованном сердечнике в качестве радиальной v_r и аксиальной v_z компонент УМС берутся соответственно [16, 17]

$$v_{rs} = \frac{v_0 v_{Fe}}{v_0 k_{Fe} + v_{Fe}(1 - k_{Fe})}; \quad v_{zs} = v_{Fe} k_{Fe} + v_0(1 - k_{Fe}), \quad (3)$$

где v_{Fe} , v_0 – УМС стальных листов и немагнитных прослоек между ними;

k_{Fe} – коэффициент заполнения сердечника сталью.

Уравнение (1) можно использовать, если в поперечном сечении (рис. 1, б) по угловой координате α магнитные свойства неизменны. Для эквивалентного перехода к этому в зубцово-пазовом слое статора в качестве радиальной v_r и аксиальной v_z компонент УМС в (1) берутся соответственно [16,17]:

$$v_{rp} = \frac{v_0 v_{rs}}{v_0 k_p + v_{rs}(1 - k_p)} \quad v_{zp} = \frac{v_0 v_{zs}}{v_0 k_p + v_{zs}(1 - k_p)} \quad (4)$$

Сюда входит коэффициент приведения зубцово-пазового слоя к эквивалентной сплошной среде

$$k_p = b_z / t_z, \quad (5)$$

где b_z – изменяющаяся ширина зубца;

t_z – зубцовое деление на радиусе R_s расточки сердечника статора.

Практически коэффициент приведения является функцией радиуса r и вычисляется согласно (5), но по более очевидной формуле

$$k_p = 1 - R_a(1 - k_{pa}) / r, \quad (6)$$

где k_{pa} – значение k_p по (5) на радиусе R_s .

На остальных участках области расчета анизотропия магнитных свойств отсутствует, то есть $v_r = v_z$ и принимается равным значению УМС v соответствующей среды, причем в ферромагнетиках – по кривым намагничивания.

Для решения уравнений (1), (2) в области по рис. 1, а устанавливаются следующие ГУ для ВМП A_α , введенные ранее в [16], а именно следующее.

Считая, что за пределы $cdef$ МП не выходит, поэтому здесь устанавливается условие Дирихле

$$(A_\alpha)_{cdef} = 0. \quad (7)$$

На линии bc устанавливаем условие Неймана, которые имитируют уход МП по сердечнику статора с поворотом на тангенциальное направление, т. е.

$$(\partial A_\alpha / \partial r)_{bc} = 0. \quad (8)$$

Аналогичное условие ставим на линии ag , ну уже ввиду симметрии МП относительно оси ротора – пересечения здесь этой оси перпендикулярно, т. е.

$$(\partial A_\alpha / \partial r)_{ag} = 0. \quad (9)$$

На левой границе ab используется комплексное граничное условие

$$(A_\alpha)_{ab} = C_{var}; \quad \int_b^a \left(-\frac{\partial A_\alpha}{\partial z} v_r dr \right) = U_{mag}, \quad (10)$$

которое одновременно учитывает отсутствие здесь аксиальной составляющей магнитной индукции и падение магнитного напряжения U_{mag} от МП, замыкающегося и рассчитываемого в поперечном сечении ТГ. В (10) некоторая константа C_{var} не может задаться произвольно, т. к. это уже сделано в условии (7) и она должна определялась непосредственно в процессе расчета МП в продольном сечении (рис. 1, а).

Зона $dhbc$ при расчете магнитного поля фактически игнорировалась, так как туда не могло попасть сколько-нибудь значащее МП.

Решение системы уравнений (1), (2) с учетом анизотропии магнитных свойств среды (3), (4) и ГУ (7)–(10) достигается МКР. Тогда на всю область расчета наносилась неравномерная прямоугольная сетка.

Результатом решения уравнений (1), (2) являлось распределение в области расчета ВМП, используя которое, находятся радиальная и аксиальная составляющие магнитной индукции

$$B_r = -\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}; \quad B_z = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(r A_\alpha)}{\partial r}, \quad (11)$$

с модификацией в зоне $aggof$, касающейся только B_z , т. е. $B_z = \partial A_\alpha / \partial r$.

Эти выражения справедливы на изотропных участках. В шихтованных сердечниках проводится пересчет составляющих магнитной индукции [16, 17]:

$$B_{r,Fe} = B_r \frac{\nu_r}{\nu_{Fe}}; \quad B_{z,Fe} = B_z. \quad (12)$$

В зубцово-пазовом слое для зубцов – t и пазов – n свой пересчет:

$$B_{r,t} = B_r \frac{\nu_{rp}}{\nu_{Fe}}; \quad B_{z,t} = B_z \frac{\nu_{zp}}{\nu_{zs}}; \quad B_{r,n} = B_r \frac{\nu_{rp}}{\nu_0}; \quad B_{z,n} = B_z \frac{\nu_{zp}}{\nu_0}. \quad (13)$$

Режимы возбуждения магнитного поля в торцевой зоне генератора. МП, возбуждаемые в ТЗ ТГ, можно просто рассчитывать отдельно от обмотки ро-

тора и обмотки статора, задавая МДС их лобовых частей, а также обусловленное в (10) падение магнитного напряжения соответствующего расчетного режима возбуждения ТГ – по МП в поперечном сечении ТГ.

Для обмотки ротора МДС лобовой части

$$F_r = N_r \cdot I_r, \quad (14)$$

где N_r, I_r – ее число витков на полюс и ток.

В лобовой части обмотки статора амплитуда МДС тангенциальных токов в соответствии с [3]:

$$F_{sm} = \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi \cdot p} I_s \cdot N_s \cdot K_{ws}, \quad (15)$$

где m_s, p – числа фаз и пар полюсов;

I_s, N_s, K_{ws} – ток, число витков и обмоточный коэффициент фазной обмотки статора.

По образующей линии z' лобовой части обмотки статора (рис. 1, а) МДС (и соответственно плотность тока) изменяется от 0 до F_{sm} таким образом

$$F_{s,z} = F_{sm} \sin \frac{\pi \cdot z'}{2 \cdot l_{fh}}, \quad (16)$$

где l_{fh} – длина вылета лобовой части;

z' – частная координата по этой длине.

Используя соответствующую МДС конкретной обмотки, получали определенное распределение плотности тангенциальных токов J_α в ее меридианном сечении (рис. 1, а), образующем область расчета. Вычисленные затем распределения ВМП и составляющих магнитной индукции в расчетной области подразумевались как амплитудные. А по тангенциальной координате α , ортогональной плоскости продольного сечения, упомянутые величины с определенной степенью допущения можно было считать изменяющимися по гармоническому закону с периодом, равным двум полюсным делениям τ_p .

Результаты тестовых расчетов для ТГ мощностью порядка 200 МВт даны на рис. 2 и рис. 3 на примере МП, создаваемого обмоткой ротора. Здесь в упрощенной расчетной модели сохранены только сердечники ротора и статора и лобовая часть обмотки ротора. Отметим, в частности, что значение U_{mag} составляло 0,93 от F_r .

На рис. 2 на силовых линиях МП (линии равного ВМП) даны числовые значения ВМП, нормированные его максимальным значением A_{max} . Для наглядности картины поля, предварительно из всех значений ВМП было вычтено значение C_{var} , определенное в процессе расчета, поэтому на левой границе области получено значение ВМП $A_\alpha = 0$.

На рис. 3 показано распределение аксиальной составляющей МИ $B_z(r)$ на поверхности крайнего пакета. По радиусу r на рис. 2 взяты участки от расточки крайнего пакета до внешней поверхности ярма сердечника статора: КП ЗС –

крайний пакет по зубцу статора; ЯС – ярмо статора.

И картина МП, и распределение магнитной индукции соответствуют физическим представлениям и экспериментальным исследованиям по МП в ТЗ ТГ.

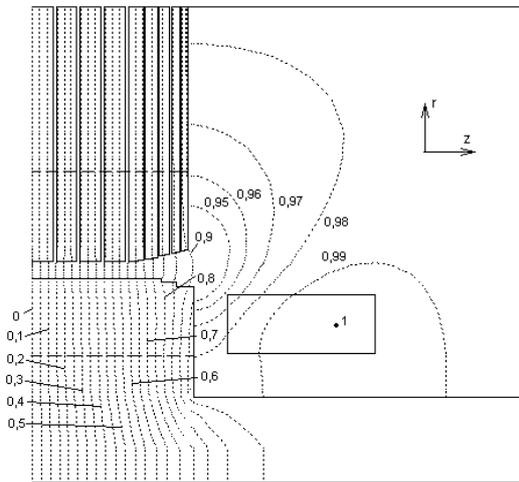


Рис. 2 – Картина МП обмотки ротора в ТЗ ТГ

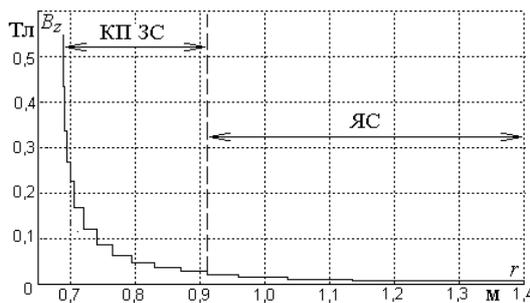


Рис. 3 – Распределение аксиальной составляющей магнитной индукции по поверхности крайности сердечника статора

Шире информация о МП, в т. ч. и обмотки статора, представлена в [10–12].

Плоско-ортогональная расчетная модель МП в ТЗ ТГ. Такая модель позволила получить еще более адекватные результаты, чем предыдущая модель. Суть метода, основанного на плоско-ортогональной расчетной модели, изложена в [17, 18] и заключалась, применительно к ТГ, в следующем [13, 15].

Исходным пунктом построения такой модели МП в ТЗ ТГ является расчет МП в поперечном сечении ТГ. Пример такого МП представлен на рис. 4 на симметричной половине полного деления ТГ, где можно оперировать с полярными координатами (r, α).

Расчет МП выполняется каким-либо численным методом, в [13] – МКР, в [15] – МКЭ, а описание методик представлено в [1, 24, 26] и других публикациях. Проведенный расчет позволяет перейти к МП в продольном сечении ТГ, изображенном на рис. 1, а. Это сечение совпадает с координатной плоскостью (r, z), являющейся плоскостью симметрии ротора: на рис. 4 она проходит по a_0b_0 . Примем, что расчетная модель с геометрией продольного сечения (рис. 1, а) в ортогональной к

нему плоскости имеет профиль, идентичный «слою» МП между двумя рядом расположенными силовыми линиями a_0b_0 и a_1b_1 в поперечном

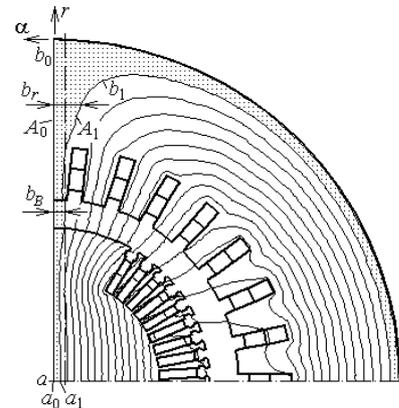


Рис. 4 – МП возбуждения в поперечном сечении ТГ

сечении (рис. 4): на первой из них ВМП имеет значение A_0 , на второй – A_1 . Таким образом, расчетная модель со структурой продольного сечения имеет толщиной b_r , зависящую от радиальной координаты r .

В продольном сечении с неоднородной толщиной b_r структура области расчета геометрически задается распределениями УМС v_b и плотности тока J_α , которые являются двухкоординатными функциями r и z .

Модель с неоднородной толщиной b_r приведем к плоской модели постоянной толщины b_B (рис. 4) изменением значений УМС:

$$v_B = v_b \cdot \xi_r, \tag{17}$$

где используется зависящая от r функция приведения

$$\xi_r = b_B / b_r. \tag{18}$$

При определении ξ_r оперировать с b_r неудобно, поэтому в [13, 16, 17] для этого использовалось распределение и значения ВМП, хотя при нерегулярной конечно-элементной структуре и это проблематично. В этом случае оказалось удобным перейти от выражения (2) к универсальному выражению [15]:

$$\zeta_r = B_r(r) / B_{r,\delta}. \tag{19}$$

Здесь $B_r(r)$ – распределение радиальной составляющей магнитной индукции в поперечном сечении вдоль радиальной линии, проходящей внутри выделенного на рис. 4 слоя; $B_{r,\delta}$ – значение B_r на базовом радиусе r_δ , где толщина b_r равна толщине b_B , устанавливаемой для приведенной плоской модели. Радиус r_δ из практических соображений желательно принять на среднем уровне зазора, хотя на итоговые результаты расчетов МП в продольном сечении выбор и другого места не повлияет.

Функция приведения по (19) естественна в пределах осевой длины сердечников ТГ, так как получена по МП, рассчитанному на рис. 4 именно здесь. Вне сердечников в ТЗ (рис. 1, а) эта функция определяется по формуле

$$\xi_r = r_\delta / r, \tag{20}$$

получается фазовые соотношения электромагнитных величин [26], которые показаны на рис. 5 посредством векторной диаграммы на примере одного из рассматривавшихся ТГ. Здесь представлены: U_s, I_s, φ_s – фазные напряжение, ток и угол сдвига между ними; F_{rl}, F_s, β – МДС обмоток ротора и статора и угол сдвига их осей намагничивания в РН; F_l – условная результирующая МДС ТГ в РН; Θ – угол нагрузки; γ – угол между главной осью намагничивания, по которой действует МДС F_l , и направлением действия F_s .

При одновременном учете в уравнении (21) плотности тока двух обмоток, необходимо определиться с заданием их МДС. С этой целью, на векторной диаграмме (рис. 5) получим проекции МДС обмоток ротора F_{rl} и статора F_s на главную ось намагничивания, по которой направлена результирующая МДС F_l .

$$F_{ra} = F_{rl} \cos \Theta; \quad F_{sa} = F_s \cos \gamma. \quad (28)$$

Необходимая в ГУ (10) величина падения магнитного напряжения задавалась по расчету МП в поперечном сечении и имела определенную часть от разности проекций МДС: $U_{mag} = k_{Um} (F_{ra} - F_{sa})$.

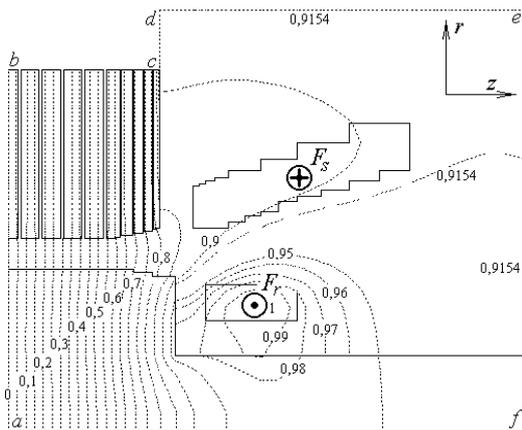


Рис. 6 – Картина МП в КЗ ТГ в режиме нагрузки

В остальном расчеты при одновременном действии двух обмоток с указанными МДС (28) и U_{mag} (10) проводятся обычным порядком на основе уравнения (21), граничных условий (7)–(10) и функции приведения ξ (19). Пример картины МП представлен на рис. 6.

Выводы. 1. Отмеченные в обзоре и показанные теоретические аспекты представленных методов позволяют относительно простыми средствами проводить расчеты МП в ТЗ ТГ и получать адекватные результаты с учетом реальных конструктивно-размерных параметров концевых частей ТГ и насыщения магнитопровода. Эти методы строятся на базе численных расчетов МП.

2. Основной из представленных методов – метод плоско-ортогональных расчетных моделей, можно считать квази-трехмерным, т. к. он учитывает взаимосвязанные МП в двух взаимно ортогональных сечениях ТГ – поперечном и продольном. Результаты расчета на основе этого метода по численным значениям и характеру распределения магнитных величин соответствуют существующим физическим представлениям о таких МП и экспериментальным данным.

3. Результаты расчета МП в ТЗ ТГ используются при расчете ВТ и ДПМ в концевых пакетах сердечника статора и других элементах конструкции, что отмечено выше при анализе основных достижений, а также являются основой для исследования силовых действий в ТЗ, индуктивных параметров лобовых частей обмоток и других электромагнитных параметров ТГ.

4. Таким образом, выполнена главная цель данной работы – обеспечить эффективные научно-техническое сопровождение систем проектирования ТГ.

Список литературы: 1. Милых В. И. Численно-полевые расчеты электромагнитных параметров турбогенераторов / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Вісник НТУ «ХПИ». Серія «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – 2014. – № 38 (1081). – С. 3–18. 2. Тутов В. В. Турбогенераторы / В. В. Тутов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная [и др.]. – Л.: Энергия. – 1967. – 895 с. 3. Постников И. М. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов / И. М. Постников, Л. Я. Станиславский, Г. Г. Счастливыи [и др.]. – К.: Наукова думка, 1971. – 360 с. 4. Тутко А. И. Математическое и физическое моделирование электромагнитных полей в электрических машинах переменного тока / А. И. Тутко, Г. Г. Счастливыи. – К.: Наукова думка, 1976. – 200 с. 5. Брынский Е. А. Электромагнитные поля в электрических машинах / Е. А. Брынский, Я. Б. Данилевич, В. И. Яковлев. – Л.: Энергия. – 1979. – 176 с. 6. Вольдек А. И. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А. И. Вольдек, Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский [и др.]. – Л.: Энергоатомиздат. – 1983. – 216 с. 7. Милых В. И. Расчет трехмерного распределения магнитного поля мощного турбогенератора в режиме холостого хода / В. И. Милых, А. И. Высочин // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 3. – С. 30–32. 8. Данько В. Г. Деякі проблеми турбогенераторів з повітряним охолодженням / В. Г. Данько, В. І. Мільх, І. В. Поляков [та ін.] // Вестник Харьк. политехн. ун-та. – 2000. – № 84. – С. 73–76. 9. Милых В. И. Формирование расчетной модели магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора на основе анализа факторов влияния / В. И. Милых, О. Н. Дубинина // Вісник Східноукр. нац. ун-ту. – 2001. – № 3 (37). – С. 48–55. 10. Милых В. И. Анализ магнитного поля возбуждения турбогенератора в его торцевой зоне / В. И. Милых, И. Я. Черемисов, О. Н. Дубинина // Вестник НТУ «ХПИ»: Збірник наук. праць. Темат. вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – 2001. – № 5. – С. 100–105. 11. Милых В. И. Анализ факторов влияния на магнитное поле в торцевой зоне турбогенератора / В. И. Милых, О. Н. Дубинина, И. В. Поляков // Вестник НТУ «ХПИ»: Серія «Новые решения в современных технологиях». – 2001. – № 17. – С. 105–109. 12. Данько В. Г. Сравнительный анализ магнитного поля турбогенератора в зоне крайних пакетов статора при варьировании их структурой / В. Г. Данько, В. И. Милых, О. Н. Дубинина // Вісн. Східноукр. нац. ун-ту. – 2002. – № 1 (47). – С. 69–76. 13. 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. 14. Милых В. И. Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки / В. И. Милых, О. Н. Дубинина // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – № 1. – С. 64–69. 15. 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. 16. Милых В. И. Расчет электромагнитного поля в продольном сечении электрической машины / В. И. Милых // Електротехніка. – 1984. – № 12. – С. 41–46. 17. Милых В. И. Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей / В. И. Милых // Електротехніка. – 1986. – № 5. – С. 27–32. 18. Милых В. И. Метод плоско-ортогональных расчетных моделей магнитного поля со сложной электромагнитной структурой / В. И. Милых // Известия ВУЗов. Електромеханіка. – 1987. – № 11. – С. 53–57. 19. Милых В. И. Сравнительный анализ вихревых токов и потерь мощности в зубцах крайнего пакета статора в турбогенераторе / В. И. Милых, О. Н. Дубинина // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Електроенергетичні та електромеханічні системи. – 2003. – № 485. – С. 93–99. 20. Милых В. И. Расчет вихревых токов и потерь мощно-

сти в сегментах крайнього пакета статора турбогенератора / В. І. Мильх, О. Н. Дубинина // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – № 1. – С. 44–48. 21. Мильх В. І. Численний аналіз потерь потужності в сегменті крайнього пакета статора турбогенератора з урахуванням обертання магнітного поля / В. І. Мильх, О. Н. Дубинина // Міжвідомчий науково-технічний збірник «Електромашинобудування та електрообладнання». – 2004. – Вип. 62. – С. 125–128. 22. Мильх В. І. Використання програми FEMM для розрахунку вихрових струмів на основі електромагнітної аналогії / В. І. Мильх, О. І. Височин // Вісник Кременчуцького держ. ун-ту ім. Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010 (62). – Ч. 1. – С. 71–74. 23. Мильх В. І. Расчет вихревых токов в тонкой оболочке, расположенной в двигателе постоянного тока с криогенным охлаждением / В. И. Мильх // Электротехника. – 1985. – № 4. – С. 19–23. 24. Мильх В. І. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин / В. И. Мильх // Электротехника. – 1982. – № 12. – С. 46–49. 25. Мандрыка О. Р. Расчетная длина якоря электрической машины с учетом концевой катушки / О. Р. Мандрыка, В. И. Мильх, Е. И. Штангеев // Электротехника. – 1988. – № 8. – С. 37–43. 26. Мильх В. І. Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе / В. И. Мильх, Н. В. Полякова // Электротехника і електромеханіка. – 2011. – № 5. – С. 33–38. 27. 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>. – Дата обращения 10 марта 2014.

Bibliography (transliterated): 1. Milykh, V. I., and N. V. Polyakova. "Chislennopolevyye raschetiye elektromagnitnykh parametrov turbogeneratorov." *Visnik NTU «KhPI»*. Ser. "Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorenniya energii". No. 38 (1081). Kharkov: NTU «KhPI», 2014. 3–18. Print. 2. Titov, V. V., et al. *Turbogenerator*. Leningrad: Energiya, 1967. Print. 3. Postnikov, I. M., et al. *Elektromagnitnyye i teplovyye protsessyy v kontsevykh chastyakh moschnykh turbogeneratorov*. Kyiv: Naukova dumka. 1971. Print. 4. Titko, A. I., and G. G. Schastlivyy. *Matematicheskoe i fizicheskoe modelirovanie elektromagnitnykh poley v elektricheskikh mashinakh peremennogo toka*. Kyiv: Naukova dumka, 1976. Print. 5. Brynskiy, E. A., Ya. B. Danilevich and V. I. Yakovlev. *Elektromagnitnyye polya v elektricheskikh mashinakh*. Leningrad: Energiya. 1979. Print. 6. Voldek, A. I., et al. *Elektromagnitnyye protsessyy v tortsevykh chastyakh elektricheskikh mashin*. Leningrad: Energoatomizdat. 1983. Print. 7. Milykh, V. I., and A. I. Vysochyn. "Расчет трехмерного распределения магнитного поля мощного турбогенератора в режиме холостого хода." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 3. (2011): 30–32. Print. 8. Danko, V. G., et al. "Deyaki problemi turbogeneratoriv z povitryanim oholozhennyam." *Vestnik Hark. politeh. un-ta*. No. 84. Kharkov: KGPU, 2000. 73–76. Print. 9. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Formirovanie raschetnoy modeli magnitnogo polya v tortsevoy zone turbogeneratora na osnove analiza faktorov vliyaniya." *Visnyk Skhidnoukrayins'koho natsional'noho universytetu*. No. 3 (37). Luhansk: SNU, 2001. 48–55. Print. 10. Milykh, V. I., I. Ya. Cheremisov and O. N. Dubinina. "Analiz magnitnogo polya vobuzhdeniya turbogeneratora v ego tortsevoy zone." *Vestnik NTU «KhPI»*: Zbirka naukovih prats. Tematichnyy vipusk: Problemi udoskonalennya elektricheskikh mashin i aparativ. Teoriya i praktika. No. 5. Kharkov: NTU «KhPI», 2001. 100–105. Print. 11. Milykh, V. I., O. N. Dubinina and I. V. Polyakov. "Analiz faktorov vliyaniya na mag-

nitnoe pole v tortsevoy zone turbogeneratora." *Vestnik NTU «KhPI»*: Ser. "Novyye resheniya v sovremennykh tehnologiyah". No. 17. Kharkov: NTU «KhPI», 2001. 105–109. Print. 12. Danko, V. G., V. I. Milykh and O. N. Dubinina. "Sravnitelnyy analiz magnitnogo polya turbogeneratora v zone kraynih paketov statora pri varirovaniy ih strukturoy." *Visnyk Skhidnoukrayins'koho natsional'noho un-tu*. No. 1 (47). Luhansk: SNU, 2002. 69–76. Print. 13. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Sravnitelnyy analiz variantov granichnykh usloviy pri chislennom raschete magnitnogo polya v kontsevoy zone turbogeneratora metodom plosko-ortogonalnykh raschetnykh modeley." *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyy vypusk. Problemy suchasnoyi elektrotekhniki*. Vol. 5. Kyiv: IED NANU, 2002. 10–15. Print. 14. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Chislennyy raschet magnitnogo polya v kontsevoy zone turbogeneratora v rezhime nagruzki." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 1 (2003): 64–69. Print. 15. Milykh, V. I., and A. I. Vysochyn. "Printsipyi rascheta magnitnogo polya v tortsevoy zone turbogeneratora v razlichnykh rezhimakh ego raboty." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 3 (2010): 17–22. Print. 16. Milykh, V. I. "Расчет электромагнитного поля в продольном сечении электрической машины." *Elektrotehnika* 12 (1984): 41–46. Print. 17. Milykh, V. I. "Sintez magnitnogo polya elektricheskikh mashin na osnove plosko-ortogonalnykh raschetnykh modeley." *Elektrychstvo* 5 (1986): 27–32. Print. 18. Milykh, V. I. "Metod plosko-ortogonalnykh raschetnykh modeley magnitnogo polya so slozhnoy elektromagnitnoy strukturoy." *Izvestiya VUZov. Elektromekhanika* 11 (1987): 53–57. Print. 19. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Sravnitelnyy analiz vihrevykh tokov i poter moschnosti v zubtsah kraynego paketa statora v turbogeneratoro." *Visnyk Natsional'noho universytetu "Lviv's'ka politekhnika". Elektroenergetichni ta elektromekhanichni systemy*. No. 485. Lviv: NU "LP", 2003. 93–99. Print. 20. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Расчет вихревых токов и потер мощности в сегментах крайнего пакета статора турбогенератора." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 1 (2004): 44–48. Print. 21. Milykh, V. I., and O. N. Dubinina. "Chislennyy analiz poter moschnosti v segmente kraynego paketa statora turbogeneratora s uchetom vrascheniya magnitnogo polya." *Mizhvidomchyy naukovotekhnichnyy zbirnyk "Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya"*. No. 62. Kyiv: "Tekhnika", 2004. 125–128. Print. 22. Milykh, V. I., and O. I. Vysochyn. "Vykorystannya prohramy FEMM dlya rozrakhunku vykhrovykh strumiv na osnovi elektromagnitnoyi analogiyi." *Visnyk Kremenchuts'koho derzhavnoho universytetu imeni Mykhayla Ostrohrad's'koho*. Vol. 1.3 (62). Kremenchuk: KDU, 2010. 71–74. Print. 23. Milykh, V. I. "Расчет вихревых токов в тонкой оболочке, расположенной в двигателе постоянного тока с криогенным охлаждением." *Elektrotehnika* 4 (1985): 19–23. Print. 24. Milykh, V. I. "Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин." *Elektrotehnika* 12 (1982): 46–49. Print. 25. Mandryka, O. R., V. I. Milykh and E. I. Shtangeev. "Расчетная длина якоря электрической машины с учетом концевой катушки." *Elektrotehnika* 8 (1988): 37–43. Print. 26. Milykh, V. I., and N. V. Polyakova. "Sistema napravleniy i fazovykh sootnosheniy elektromagnitnykh velichin pri chislennykh raschetakh magnitnykh poley v turbogeneratoro." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 5 (2011): 33–38. Print. 27. 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>>.

Поступила (received) 25.05.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Мильх Владимир Иванович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедры электрических машин, контактный телефон (057) 707-65-14; e-mail: mvikemkpi@gmail.com

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

Полякова Наталия Владимировна – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», инженер; e-mail: n.pola@i.ua

Polyakova Nataliya Volodymyrivna – National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Engineer; e-mail: n.pola@i.ua

УДК 621.313:536.2.24:539.2

В. Ф. БОЛЮХ, С. В. ОЛЕКСЕНКО, И. С. ЩУКИН**ОПТИМИЗАЦИОННЫЙ ПОДХОД К ВЫБОРУ ТИПА ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УДАРНОГО ДЕЙСТВИЯ**

Разработаны компьютерные модели линейных электромеханических преобразователей индукционно-динамического, электродинамического и электромагнитного типов. Для преобразователей, обеспечивающих наибольшую скорость на участке рабочего хода с использованием исходных параметров, ограничений и вектора варьируемых параметров, получены геометрические параметры. Показаны особенности электромеханических характеристик и магнитных полей полученных преобразователей. Для оценки эффективности линейных электромеханических преобразователей введен интегральный показатель, учитывающий скоростные и силовые показатели, КПД, магнитные поля рассеяния и максимальную величину тока индуктора. Установлено, что практически для всех стратегий выбора наиболее эффективным электродинамический преобразователь, а наименее эффективным является электромагнитный преобразователь.

Ключевые слова: линейный электромеханический преобразователь ударного действия, индукционно-динамический преобразователь, электромагнитный преобразователь, электродинамический преобразователь, стратегия выбора.

Введение. Линейные электромеханические преобразователи ударного действия (ЛЭПУД) широко используются в промышленных и научно-технических системах, где необходим высокоскоростной разгон исполнительного элемента (ИЭ) на относительно коротком рабочем участке [1–4]. Такие преобразователи применяются в быстродействующей клапанной и коммутационной аппаратуре, в испытательных комплексах для проверки ответственных изделий на ударные нагрузки и др., в авиационной и космической технике, в исследовательских установках, например, для исследования микрометеоритных ударов на космические или ответственные наземные объекты [5–11]. Особенно актуальна задача обеспечения высокой скорости на коротком рабочем участке для быстродействующих электрических аппаратов [12]. Для этого разрабатываются линейные электромеханические преобразователи комбинированного действия, использующие силы различной природы, например электродинамические силы отталкивания и электромагнитные силы притяжения. [13]. Хотя при этом конструкция преобразователя становится довольно сложной.

Особенностью рассматриваемых ЛЭПУД является то, что они работают с коротким рабочим циклом и ударной нагрузкой, которая многократно превышает нагрузку традиционных линейных электродвигателей продолжительного действия [14]. Наиболее эффективными типами ЛЭПУД являются индукционно-динамические (ИДП), электродинамические (ЭДП) и электромагнитные (ЭМП) электромеханические преобразователи [15, 16]. В этих преобразователях происходит электромагнитное взаимодействие подвижного якоря с неподвижным индуктором, возбуждаемым от импульсного источника, как правило, емкостного накопителя энергии (ЕНЭ). В указанных типах ЛЭПУД основное отличие состоит в конструкции подвижного якоря, который обеспечивает разгон исполнительного элемента (ИЭ).

В ИДП якорь представляет собой электропроводящий массивный диск, в котором индуцируются вихревые токи от индуктора, вследствие чего между ними возникает электродинамическая сила отталкивания. В ЭДП якорь представляет собой подвижную обмотку, которая электрически связана с индуктором, т.е. пита-

ется одним и тем же током, вследствие чего между ними также возникает электродинамическая сила отталкивания. В ЭМП якорь представляет собой ферромагнитный элемент, на который действует электромагнитная сила притяжения со стороны индуктора.

Учитывая значительный уровень импульсных магнитных полей, в рассматриваемых ЛЭПУД целесообразно использовать наружный ферромагнитный экран (ФЭ). Этот экран должен быть выполнен из материала с пониженной электропроводностью, например, из магнитодиэлектрика.

Однако, как показывают исследования [17], рассматриваемые ЛЭПУД обеспечивают различные силовые и скоростные показатели и возбуждают различные величины магнитных полей рассеяния в окружающее пространство, что сказывается на их экологических показателях. Кроме того, указанные преобразователи имеют различную массу активных элементов, различную конструктивную сложность или надежность функционирования, а также различную величину тока возбуждения индуктора, что важно для электронной системы управления. Вследствие этого для выбора того или иного типа ЛЭПУД необходимо учитывать множество различных разнородных факторов. Таким образом необходимо решать многопараметрическую оптимизационную задачу по выбору наиболее эффективного типа ЛЭПУД.

Цель статьи. Разработка методики выбора соответствующего типа высокоскоростного ЛЭПУД при определенных условиях и ограничениях с учетом основных силовых, скоростных, конструктивных, массогабаритных и экологических показателей.

Математическая модель ударных преобразователей. Для расчетов рабочих процессов и параметров ЛЭПУД индукционно-динамического, электродинамического и электромагнитного типа, проведено компьютерное моделирование в программном пакете *COMSOL Multiphysics 4.4*, основанное на дифференциальных уравнениях в частных производных, в основу которого заложен метод конечных элементов [18]. Указанные преобразователи имеют осевую симметрию, что позволяет использовать двухмерную математическую модель с пространственно-распределенными параметрами.

Електромагнітні процеси ЛЭПУД описуються дифференціальним рівнянням в циліндричеській системі координат (rz) при допомозі векторного магнітного потенціала $\vec{A} = (\vec{A}_r, \vec{A}_z)$:

$$\sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \frac{1}{\mu_0} \cdot \nabla \times \vec{H} - \sigma \cdot \vec{V} \times \vec{B} = \vec{J}_e, \quad (1)$$

где σ – електропровідність, адаптивно учитывающая температури індуктора, якоря или ФЭ;

μ_0 – магнітна постійна;

\vec{V} – швидкість переміщення якоря;

\vec{J}_e – густина струму в вузлі;

\vec{B} – індукція магнітного поля $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$;

\vec{H} – напруженість магнітного поля.

Ток в індукторі i_1 описується рівнянням:

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \frac{1}{\mu_0} \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \vec{B}) - \sigma \vec{V} \times \vec{B} = \frac{i_1 N_1}{s_1}, \quad (2)$$

где μ_r – відносна магнітна проникність;

N_1 – число витків індуктора;

s_1 – площа сечення витка індуктора.

Значення аксіальної складової сили, діючої на якорь ЛЭПУД, визначається за допомогою тензора натягнення Максвелла T :

$$f_z = 2\pi r \int \vec{n} \cdot T dS, \quad (3)$$

где \vec{n} – вектор зовнішньої нормалі до поверхні інтегрування dS .

Система рівнянь (1–3) містить початкові умови:

$$\vec{A}_{t=0}(\vec{A}_r, \vec{A}_z) = \vec{A}(0,0), \quad (4)$$

і граничні умови на границі розрахункової області:

$$\vec{n} \times \vec{A} = 0. \quad (5)$$

Механічні процеси ЛІЕП при урахуванні середовища, сил тертя і впливу буферного (возвратного) елемента можна описати рівнянням [19]:

$$f_z(t, z) = (m_2 + m_e) \frac{dV}{dt} + K_p \Delta Z(t) + K_T V(t) + 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t) \quad (6)$$

где m_2, m_e – маса якоря і ІЕ відповідно;

K_p – коефіцієнт пружності буферного елемента;

$\Delta Z(t)$ – переміщення якоря з ІЕ;

K_T – коефіцієнт динамічного тертя;

γ_a – густина середовища переміщення;

β_a – коефіцієнт аеродинамічного опору середовища, в якій відбувається переміщення якоря з ІЕ;

D_{ex2} – максимальний діаметр якоря;

$f_z(t, z)$ – електродинамічні або електромагнітні сили, діючі на якорь з боку індуктора.

Для визначення температур активних елементів (індуктор і електропровідний якорь) і пасивних елементів (ФЭ і ферромагнітний якорь) ЛЭПУД використовуються рівняння [20]:

$$c_n(T) \cdot \gamma_n \frac{\partial T_n}{\partial t} = \lambda_n(T) \left(\frac{\partial^2 T_n}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_n}{\partial r} + \frac{\partial^2 T_n}{\partial z^2} \right) + j_n^2(t) \cdot K_v \cdot \rho_n(T) \quad (7)$$

$$c_m(T) \cdot \gamma_m \frac{\partial T_m}{\partial t} = \lambda_m(T) \left(\frac{\partial^2 T_m}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_m}{\partial r} + \frac{\partial^2 T_m}{\partial z^2} \right), \quad (8)$$

где $n=1,2$ – індекси, що відносяться до індуктора і електропровідному якорю відповідно;

$m=3,4$ – індекси, що відносяться до ФЭ і ферромагнітному якорю відповідно;

$c(T)$ – середня удільна теплоємність;

γ – середня густина матеріалу;

$j(t)$ – густина струму активного елемента;

$\lambda(T)$ – коефіцієнт теплопровідності;

K_v – коефіцієнт заповнення активного елемента;

$\rho(T)$ – удільне опір активного елемента.

Система рівнянь (7, 8) доповнюється граничними умовами на поверхні ξ . На охолоджуваній поверхні використовуються граничні умови третього роду, що описують процес теплоотдачі:

$$-\frac{\partial T_\xi}{\partial n} = \frac{\alpha}{\lambda} (T_\xi - T_0), \quad (9)$$

где α – коефіцієнт теплоотдачі;

n – нормаль до поверхні;

T_0 – температура середовища.

На границі контакту активних і пасивних елементів використовуються граничні умови четвертого роду:

$$T_n(r_\xi, z_\xi, t) = T_m(r_\xi, z_\xi, t); \lambda_n \frac{\partial T_n}{\partial n} = \lambda_m \frac{\partial T_m}{\partial n}. \quad (10)$$

На осі симетрії ЛЭПУД використовуються граничне умови другого роду:

$$\left(\frac{\partial T}{\partial r} \right)_\xi = 0. \quad (11)$$

Коефіцієнт теплопровідності індуктора або якоря ЭДП вздовж відповідних осей визначається за формулою

$$\lambda_w = \frac{\lambda_p \lambda_i \lambda_k (h_p + 2h_i + h_k)}{h_p \lambda_i \lambda_k + 2h_i \lambda_p \lambda_k + h_k \lambda_p \lambda_i}, \quad (12)$$

где $\lambda_p, \lambda_i, \lambda_k$ – коефіцієнти теплопровідності провідника, ізоляції і епоксидного компаунда, відповідно;

h_p, h_i, h_k – товщина провідника, ізоляції і компаунда в вибраному напрямку відповідно.

Решення системи рівнянь (1–12) проводиться методом BDF (*backward differentiation formula*) з фік-

сированным шагом по времени, неравномерной сеткой и использованием решателя PARDISO.

Методика выбора параметров преобразователя. Рассмотрим ЛЭПУД индукционно-динамического, электродинамического и электромагнитного типов, имеющие коаксиальную конфигурацию и содержащие ФЭ, который охватывает индуктор с торцевой и наружной боковых сторон. Подвижный якорь указанных преобразователей обеспечивает разгон ИЭ одинаковой массы. Для возбуждения индуктора используется один и тот же ЕНЭ с электронной схемой, формирующей апериодический импульс тока. Индуктор плотно намотан из медной шины, якорь ИДП выполнен в виде сплошного диска из технической меди, а якорь ЭМП и ФЭ выполнены из магнитодиэлектрика с магнитными свойствами стали Ст.10.

В последующих представлениях результатов расчета используем следующие индексы активных элементов: 1 – индуктор; 2 – якорь; 3 – ФЭ, содержащий основание 3а; внешнюю обечайку 3б и внутренний цилиндр 3с.

В процессе работы будем оценивать усредненное значение магнитного поля рассеяния B_s , определяется на расчетной поверхности, расположенной на расстоянии $2\Delta Z_0$ от нижней торцевой и боковой сторон и на расстоянии $4\Delta Z_0$ от верхней стороны индуктора, где ΔZ_0 – величина рабочего хода якоря.

Для синтеза параметров указанных типов ЛЭПУД используем:

Исходные параметры:

- Объем статической части $\Theta=2,64 \cdot 10^5 \text{ мм}^3$;
- Рабочий ход якоря $\Delta Z_0=10 \text{ мм}$;
- Исходное расстояние между индуктором и якорем $\delta=1,0 \text{ мм}$ (ИДП, ЭДП), $\delta=10 \text{ мм}$ (ЭМП);
- Масса ИЭ $m_e=0,5 \text{ кг}$;
- Емкость ЕНЭ $C=2850 \text{ мкФ}$;
- Напряжение ЕНЭ $U_0=400 \text{ В}$;
- Коэффициент заполнения $K_v=0,88$;
- Толщина изоляционной прокладки $\xi=1,0 \text{ мм}$;
- Внутренний диаметр якоря $D_{in2}=10 \text{ мм}$ (ИДП, ЭДП), $D_{in2}=4 \text{ мм}$ (ЭМП);
- Усредненное значение магнитного поля рассеяния $B_s < 60 \text{ мТл}$;
- Внутренний диаметр индуктора $D_{in1} > 10 \text{ мм}$ (ИДП, ЭДП);
- Диаметр максимальный $D_{ex} < 120 \text{ мм}$;
- Высота внутреннего цилиндра ФЭ ЭМП $H_{3c} = H_{3b}$.

Зависимые параметры:

- Высота преобразователя $H = \lceil 4\pi^{-1} \Theta D_{ex}^{-2} \rceil$;
- Количество витков индуктора ($k=1$) и якоря ЭДП ($k=2$) $N_k = \lceil (D_{exk} - D_{ink}) s_k^{-1} \cdot H_k \cdot K_v \rceil$;
- Внутренний диаметр обечайки ФЭ $D_{in3b} = D_{ex1} + 2\xi$ (ИДП, ЭДП).
- Внешний диаметр внутреннего цилиндра ФЭ $D_{ex3c} = D_{in1} - 2\xi$.

Ограничения параметров:

- Внешний диаметр индуктора $D_{ex1} < D_{ex}$;
- Высота индуктора $H_1 < H$;
- Внешний диаметр якоря $D_{ex2} < D_{ex}$;
- Высота якоря $H_2 < H - (H_1 + \delta + \xi)$;

- Высота дискового основания ФЭ $H_{3a} < H - (H_2 + H_1 + \delta + \xi)$;
- Высота обечайки ФЭ $H_{3b} < H - (H_2 + \delta + \xi)$;
- Внешний диаметр обечайки ФЭ $D_{ex3b} < D_{ex}$;
- Высота внутреннего цилиндра ФЭ $H_{3c} < H - (H_2 + \delta + \xi)$;
- Сечение шины индуктора s_1 , якоря ЭДП s_2 (из набора стандартных сечений).

Вектор варьируемых параметров можно представить следующим образом:

$$\Xi = \{D_{ex1}, D_{in1}, H_1, s_1, D_{ex2}, H_2, s_2, H_{3a}, H_{3b}, D_{ex3b}\}. \quad (13)$$

В качестве целевой функции используем максимальную среднюю скорость якоря V_s с ИЭ на участке рабочего хода.

Стратегия нахождения решения m переменных заключается в совместном использовании глобального метода оптимизации, осуществляющего случайный поиск параметров в заданном пространстве, предотвращая попадание в локальный экстремум, и локального метода, обеспечивающего стягивание области параметров с глобальным экстремумом до минимальных размеров [21].

Для глобальной оптимизации используем генетические алгоритмы, основанные на механизмах популяционной генетики. Каждому атрибуту объекта в фенотипе соответствует один ген в генотипе, представляющий собой битовую строку фиксированной длины. Признак разбивается на тетрады, преобразуемые по коду Грея. При кодировании бинарной строкой из l битов переменной x_k , которая принадлежит отрезку $[x_{\min}, x_{\max}]$, каждая строка s_k выражает значение переменной x_k :

$$x_k = x_{\min} + s_k(x_{\max} - x_{\min})/2^l, \quad (14)$$

где s_k – значение бинарного числа, кодируемого этой строкой.

Генетические алгоритмы можно представить следующим образом:

$$GA = (P^0, m, l, S, Q, \eta, \xi), \quad (15)$$

где $P^0 = (a_1^0, \dots, a_m^0)$ – исходная популяция;

a_i^0 – решение задачи в виде хромосомы,

$i = \overline{1, m}$; m – размер популяции;

l – длина каждой хромосомы популяции;

S – оператор отбора;

Q – отображение, определяющее рекомбинацию (кроссовер, мутация);

η – функция оптимальности;

ξ – критерий останова.

Работа генетических алгоритмов представляет итерационный процесс, на каждом цикле которой реализуется операторы отбора, кроссовера и мутации. Оператор отбора S порождает промежуточную популяцию R' из популяции P' посредством отбора и генерации новых копий элементов P' : $R' = S(P')$.

Функция оптимальности η , обеспечивающая обратную связь от результатов оптимизации в течение поколения t , используется для отбора индивидуумов

популяції. Отбор производится на основании вероятностей $p_s(a'_i)$, вычисленных для каждого индивида:

$$p_s(a'_i) = \eta(a'_i) / \sum_{j=1}^m \eta(a'_j) \quad (16)$$

После завершения отбора элементу $a'_i \in R^l$ выбирается партнер из R^l для рекомбинации и строится новая хромосома.

Кроссовер с вероятностью p_c обеспечивает:

- случайный выбор партнеров для скрещивания

$$a_1 = (a_{1,1} \dots a_{1,l}) \in R^l, a_2 = (a_{2,1} \dots a_{2,l}) \in R^l;$$

- случайный выбор точки кроссовера $x \in \{1, \dots, l-1\}$;

- формирование двух новых индивидуумов

$$a'_1 = (a_{1,1} \dots a_{1,x} a_{2,x+1} \dots a_{2,l}) \text{ и}$$

$$a'_2 = (a_{2,1} \dots a_{2,x} a_{1,x+1} \dots a_{1,l}).$$

Мутация обеспечивает:

- случайный выбор с вероятностью p_m позиций $\{x_1, \dots, x_k\} \subseteq \{1, \dots, l\}$ внутри битовой строки $a = (a_1 \dots a_l) \in R^l$, подверженной мутации;

- формирование нового индивидуума

$$a = (a_1 \dots a_{x_1-1} \overline{a_{x_1}} a_{x_1+1} \dots a_{x_i-1} \overline{a_{x_i}} a_{x_i+1} \dots a_l),$$

$$(i = \overline{1, k}).$$

В качестве метода локальной оптимизации для поиска минимума критерия оптимальности $\Phi(X)$ в n -мерном евклидовом пространстве R^n

$$\min \Phi(X) = \Phi(X^*) = \Phi^*, \quad X \in R^n \quad (17)$$

используется метод Нелдера-Мида, осуществ-

ляющий изменение текущего симплекса. В результате отражения k -й вершины симплекса с координатами вершин $X_i^r, i \in [1, n+1]$, образуется симплекс с координатами вершин

$$X_i^{r+1} = X_i^r, i \in [1, n+1], i \neq k, X_k^{r+1} = 2X_c^r - X_k^r, \quad (18)$$

где $X_c^r = \frac{1}{n} \sum_{i=1, i \neq k}^{n+1} X_i^r$ – вектор координат центра тяжести

остальных вершин симплекса. После выполнения редукции вершин симплекса X_i^r к вершине X_k получаем симплекс с координатами вершин

$$X_i^{r+1} = X_i^r + \gamma(X_i^r - X_k^r), i \in [1, n+1], i \neq k, X_k^{r+1} = X_k^r, \quad (19)$$

где $\gamma \in (0, 1)$, $\gamma \approx 0,5$ – коэффициент редукции.

После операции сжатия симплекса X_i^r в направлении $(X_k^r - X_c^r)$ получаем симплекс с координатами вершин

$$X_i^{r+1} = X_i^r, i \in [1, n+1], i \neq k, X_k^{r+1} = X_c^r + \beta(X_k^r - X_c^r), \quad (20)$$

где $\beta \in (0, 1)$, $\beta \approx 0,4 - 0,6$ – коэффициент сжатия.

В операции растяжения симплекса X_i^r в направлении $(X_k^r - X_c^r)$ получаем симплекс с координатами вершин

$$X_i^{r+1} = X_i^r, i \in [1, n+1], i \neq k, X_k^{r+1} = X_c^r + \alpha(X_k^r - X_c^r), \quad (21)$$

где $\alpha \approx 2,8 - 3,0$ – коэффициент растяжения.

На основании соотношений представленного алгоритма [22] разработана компьютерная программа и получены параметры рассматриваемых типов ЛЭ-ПВД, которые обеспечивают максимальную скорость на участке рабочего хода при заданных условиях и ограничениях (табл.1).

Таблица 1 – Параметры ИДД, ЭДД и ЭМД

Показатель	Обозначение	ИДД	ЭДД	ЭМД
		Величина		
индуктор				
Внешний диаметр	D_{ex1} , мм	100	100	54
Внутренний диаметр	D_{in1} , мм	10	10	29
Высота	H_1 , мм	10	5,2	24
Количество витков индуктора	N_1 , шт.	71	67	322
Сечение шины индуктора	S_1 , мм ²	5,65	3,0	1,0
якорь				
Внешний диаметр	D_{ex2} , мм	100	100	76
Высота	H_2 , мм	3,0	3,1	5,0
Количество витков якоря	N_2 , шт.	-	65	-
Сечение шины якоря	S_2 , мм ²	-	1,6	-
ФЭ				
Высота дискового основания	H_{3a} , мм	8	8	23
Высота обечайки	H_{3b} , мм	24	24	46
Внешний диаметр обечайки	D_{ex3b} , мм	118	118	76

Рассмотрим электромеханические характеристики полученных преобразователей с распределением магнитных полей в момент максимума тока. На рис.1 представлены показатели ИДП, на рис.2 – пока-

затели ЭДП, а на рис.3 – показатели ЭМП при величине рабочего хода якоря $\Delta Z_0 = 10$ мм. На данных рисунках обозначены 1 – индуктор, 2 – якорь, 3 – ФЭ и представлены V – скорость перемещения якоря с ИЭ,

j_1 – плотность тока в индукторе; j_2 – усредненная плотность тока в электропроводящем якоре ИДП; f_z – электродинамическая (электромагнитная) сила, действующая на якорь; $F_z = \int f_z(t, z)dt$ – импульс силы, действующий на подвижный якорь.

Во всех преобразователях наблюдается импульсный аperiodический импульс тока в индукторе. В ИДП и ЭДП максимальная величина тока индуктора примерно одинакова и составляет 1,2 кА, а в ЭМП величина этого тока существенно ниже и составляет 0,23 кА.

Сила f_{zm} , действующая на подвижный якорь, также имеет выраженный импульсный характер. Максимальная величина силы f_{zm} в ИДП составляет примерно 11,1 кН, в ЭДП – 13,5 кН, а в ЭМП существенно ниже – 3,3 кН. Однако за счет различной длительности электромагнитных процессов наибольшая величина импульса силы F_z достигается в ЭМП – 39,9 Н·с, в то время как в ИДП – 7,7 Н·с, а в ЭДП – 9,4 Н·с.

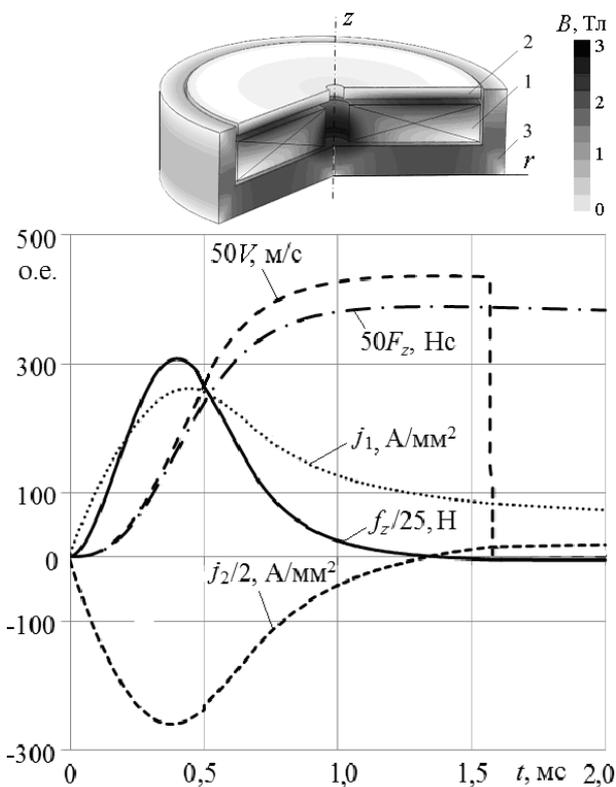


Рис.1 – Электромеханические характеристики ИДП и распределение магнитного поля в момент максимума тока

Во всех представленных преобразователях после прохождения расстояний рабочего хода $\Delta Z_0 = 10$ мм якорь останавливается и его скорость становится нулевой. Однако на величине рабочего хода скорости имеет различный характер изменения в различных типах ЛЭПУД. В ИДП скорость быстро возрастает примерно до момента времени 1 мс, достигая максимального значения 8,94 м/с, после чего практически не изменяется до момента времени 1,76 мс, при котором достигается величина рабочего хода.

В ЭДП скорость практически все время возрастает, достигая максимального значения 10,64 м/с, с не-

большим замедлением после 1,0 мс до момента времени 1,35 мс, при котором достигается величина рабочего хода.

В ЭМП скорость на всем рабочем участке ускоренно возрастает, достигая максимального значения 6,42 м/с в момент времени 5,53 мс при прохождении якром величины рабочего хода.

Учитывая различное время прохождения рабочего хода, средняя скорость якоря в ИДП составляет 5,69 м/с, в ЭДП – 8,45 м/с, а в ЭМП существенно ниже и составляет лишь 1,81 м/с. Таким образом, с этой точки зрения наилучшим является ЭДП, а наихудшим – ЭМП.

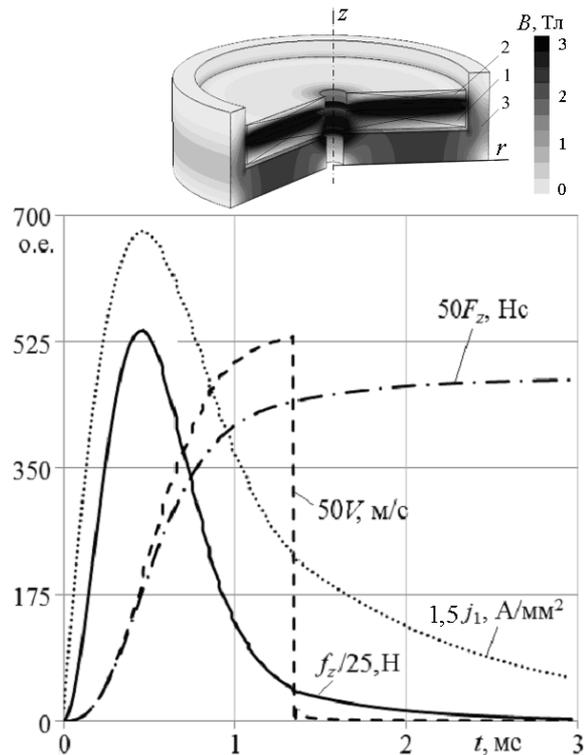


Рис.2 – Электромеханические характеристики ЭДП и распределение магнитного поля в момент максимума тока

Усредненное значение магнитного поля рассеяния B_s , определяемое на расчетной поверхности в момент максимума тока индуктора, в ИДП составляет 49,2 мТл, в ЭДП – 13 мТл, а в ЭМП – 55 мТл. Таким образом, с этой точки зрения наилучшим является ЭДП, а наихудшим – ЭМП.

В табл.2 представлены относительные показатели ИДП и ЭДП (отмечены звездочкой), которые отнесены к соответствующим показателям ЭМП при величине рабочего хода якоря ΔZ_0 . Здесь представлены значения максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} , максимальные значения ЭДУ f_m , максимальная V_m и средняя V_s скорости якоря с ИЭ, усредненное значение магнитного поля рассеяния B_s , масса меди m_{cu} и масса активных элементов m , величина импульса силы $F_z = \int f_z dt$; КПД преобразователя $\eta = (m_2 + m_e) \times V_m^2 C^{-1} U_0^{-2}$; максимальная плотность тока в индукторе j_{1m} , радиальные G_r и аксиальные G_z габариты, максимальный ток индуктора I_{1m} , значение которого важно для электронной системы возбуждения.

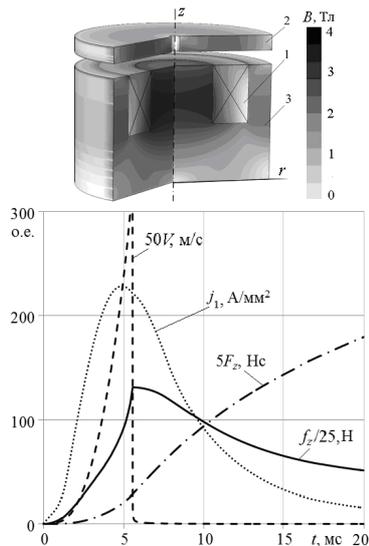


Рис.3 – Електромеханічні характеристики ЕМП і розподілення магнітного поля в момент максимуму току

Таблиця 2 – Відносительні значення ІДП і ЕДП при ΔZ0=10 мм

	f_m^* , Н	F_z^* , Нс	B_s^* , мТл	V_m^* , м/с	V_s^* , м/с	η^* , %	G_z^* , мм	G_r^* , мм	m^* , кг	m_{cu}^* , кг	j_{1m}^* , А/мм²	I_{1m}^* , А
ІДП	3,375	0,214	0,894	1,392	3,143	1,101	0,55	1,552	0,593	2,292	0,984	5,555
ЕДП	4,116	0,265	0,236	1,657	4,094	1,432	0,55	1,552	0,449	1,141	1,777	5,327

Сравнительный анализ ИДП, ЭДП и ЭМП.

Анализируя полученные параметры синтезированных ЛЭПУД сложно отдать преимущество тому или иному типу, поскольку на эффективность помимо скоростных влияет целый ряд показателей, в том числе, силовые показатели, КПД, магнитные поля рассеяния и максимальная величина тока индуктора.

Исходя из этого, эффективность ЛЭПУД будем оценивать с помощью интегрального показателя

$$K = k_s \left\{ \alpha_1 \frac{f_m}{f_{m0}} + \alpha_2 \frac{F_z}{F_{z0}} + \alpha_3 \frac{V_s^*}{V_{s0}^*} + \alpha_4 \frac{\eta}{\eta_0} + \alpha_5 \frac{B_{s0}^*}{B_s^*} + \alpha_6 \frac{m_0}{m} + \alpha_7 \frac{I_{10}}{I_1} \right\}, \quad (22)$$

где k_s – коэффициент надежности ЛЭПУД;

α_1 – весовой коэффициент, учитывающий максимальную электродинамическую (электромагнитную) силу, действующую на якорь f_m ;

α_2 – весовой коэффициент, учитывающий величину импульса силы, действующего на якорь F_z ;

α_3 – весовой коэффициент, учитывающий среднюю скорость якоря с ИЭ на участке перемещения V_s ;

α_4 – весовой коэффициент, учитывающий КПД ЛЭПУД η ;

α_5 – весовой коэффициент, учитывающий поле рассеяния B_s ;

α_6 – весовой коэффициент, учитывающий массу ЛЭПУД m ;

α_7 – весовой коэффициент, учитывающий максимальное значение тока индуктора I_1 .

Указанные показатели нормированы к соответствующим показателям ЭМП, значения которого обо-

Анализируя магнитные поля можно отметить следующие закономерности. В ИДП наибольшее магнитное поле концентрируется в зазоре между индуктором и электропроводящим якорем. При этом на наружной поверхности якоря поле практически полностью экранировано. В ЭДП наибольшее магнитное поле концентрируется между якорем и индуктором, по которым протекает один и тот же ток. При этом частично магнитное поле выходит за поверхность якоря. В ЭМП максимальное магнитное поле возникает во внутреннем цилиндрическом сердечнике, который охватывается индуктором. При этом наблюдается значительное поле рассеяния за поверхностью ферромагнитного якоря.

Средняя скорость якоря существенно зависит от величины рабочего хода якоря ΔZ_0 (рис.4). Так, при увеличении рабочего хода ΔZ_0 от 10 до 25 мм средняя скорость в ИДП возрастает от 5,69 до 7,31 м/с, в ЭДП указанная скорость также возрастает, но уже от величины 7,41 до 9,84 м/с. При этом средняя скорость якоря в ЭМП уменьшается от 1,81 до 1,09 м/с.

значены дополнительным индексом 0. Все весовые коэффициенты связаны соотношением

$$\sum_{i=1}^7 \alpha_i = 1. \quad (23)$$

Показатели, учитываемые весовыми коэффициентами α_1 – α_4 , должны быть максимальными, а показатели, учитываемые весовыми коэффициентами α_5 – α_7 – минимальными. В таком случае, наиболее эффективным типом ЛЭПУД будет тот, у которого интегральный показатель K будет максимальным.

На основании экспертных оценок выбираем коэффициент надежности для ИДП $k_s=0,95$, для ЭДП – $k_s=0,8$, для ЭМД – $k_s=1,0$. Пониженная надежность ИДП объясняется конструкцией медного якоря, выполненного в виде тонкого диска. Еще более низкая надежность ЭДП объясняется наличием подвижного токосъемного контакта между индуктором и якорем и конструкцией якоря (многовитковый, замоноличенный эпоксидной смолой).

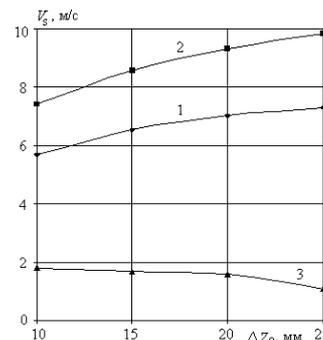


Рис. 4 – Средняя скорость якоря в зависимости от величины рабочего хода

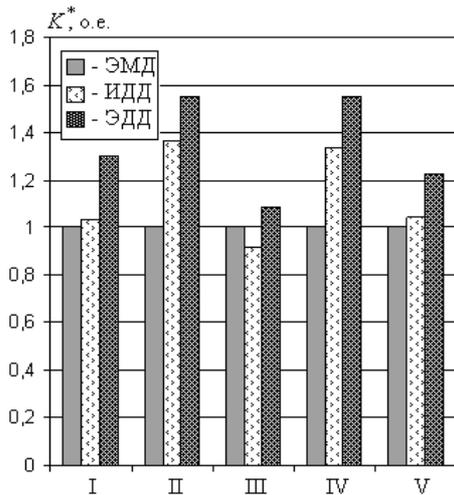


Рис. 5 – Относительные значения интегрального показателя эффективности типов ЛЭПУД для различных вариантов стратегии выбора

Таблица 3 – Значение весовых коэффициентов

	Вариант стратегии выбора				
	I	II	III	IV	V
α_1	0,1	0,25	0,1	0,1	0,1
α_2	0,1	0,1	0,25	0,1	0,1
α_3	0,1	0,1	0,1	0,25	0,1
α_4	0,1	0,1	0,0	0,1	0,25
α_5	0,1	0,05	0,05	0,05	0,05
α_6	0,1	0,05	0,05	0,05	0,05
α_7	0,1	0,05	0,05	0,05	0,05

Стратегия выбора типа ЛЭПУД определяется значениями весовых коэффициентов, которые задаются на основании экспертных оценок. В таблице 3 представлены значения весовых коэффициентов для вариантов стратегии выбора типа ЛЭПУД.

Вариант I учитывает равнозначность всех показателей ЛЭПУД. Вариант II учитывает повышенный приоритет максимальной электродинамической (электромагнитной) силы f_m , вариант III – величины импульса силы F_z , вариант IV – средней скорости якоря с ИЭ V_s , вариант V – КПД ЛИЭП η . В вариантах II-V учитывается пониженный приоритет поля рассеяния B_s , массы преобразователя m и максимального значения тока индуктора I_1 .

Практически во всех стратегиях выбора наименее эффективным является ЭМП, а наиболее эффективным – ЭДП. Исключение составляет стратегия выбора III, при которой наивысший приоритет отдан величине импульса силы F_z . В данном варианте наименее эффективным является ИДП, в то время как эффективность ЭДП остается наибольшей.

На рис.5 представлены относительные значения интегрального показателя эффективности K^* типов ЛЭПУД для различных вариантов стратегии выбора, при условии, что для ЭМП данный показатель равен 1.

В наиболее важном варианте стратегии выбора IV с точки зрения поставленной задачи обеспечения наибольшей скорости на участке рабочего хода по сравнению с ЭМП эффективность ИДП выше на 33,4 %, а эффективность ЭДП выше на 54,9 %.

Выводы. Разработаны 2D компьютерные модели линейных электромеханических преобразователей индукционно-динамического, электродинамического и электромагнитного типов. Для преобразователей, обеспечивающих наибольшую скорость на участке рабочего хода с использованием исходных параметров, ограничений и вектора варьируемых параметров, получены геометрические параметры.

Стратегия нахождения параметров преобразователей заключается в совместном использовании глобального и локального методов оптимизации. Для глобальной оптимизации использованы генетические алгоритмы, основанные на механизмах популяционной генетики, а в качестве метода локальной оптимизации использован метод Нелдера-Мида, осуществляющий изменение текущего симплекса.

Показаны особенности электромеханических характеристик и магнитных полей полученных преобразователей.

Для оценки эффективности линейных электромеханических преобразователей введен интегральный показатель, учитывающий скоростные и силовые показатели, КПД, магнитные поля рассеяния и максимальную величину тока индуктора. Установлено, что практически для всех стратегий выбора наиболее эффективным электродинамический преобразователь, а наименее эффективным является электромагнитный преобразователь.

Список литературы: 1. Афонин А.А., Гребеников В.В. Электродинамические системы повышенного быстродействия // Техническая электродинамика. – 1994. - № 5. – С.23-29. 2. Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. Тенденции развития и применения ручных ударных машин с электромеханическим преобразованием энергии // Изв. вузов. Электротехника. – 2002. - № 2. – С. 37-43. 3. Балковой А.П., Костин А.В., Мягких А.С. и др. Особенности проектирования гаммы прямых линейных электроприводов для машиностроения // Электротехника. – 2013. - № 7. – С.13-20. 4. Cho D.J., Woo D.K., Ro J.S. et al. Novel electromagnetic actuator using a permanent magnet and an inter-locking mechanism for a magnetic switch // IEEE Transactions on Magnetics. – 2013. - Vol. 49. №5 - P. 2229–2232. 5. Кузнецов П.В., Толмачев Н.С., Харитонов В.Д. и др. Индукционно-динамическая система очистки сушильного оборудования // Молочная промышленность. – 1989. - № 1. – С. 25-26. 6. Fair H.D. Electromagnetic launch science and technology in the United States enters a new era // IEEE Trans. Magnetics. – 2005. - № 1, Vol. 41. – P. 158-164. 7. Reck B. First design study of an electrical catapult for unmanned air vehicles in the several hundred kilogram range // IEEE Trans. Magnetics. – 2003. - № 1, Vol. 39. – P. 310-313. 8. Liao M., Zabbar Z., Czarkowski D. et al. The design of a coil-gun as a rapid-fire grenade launcher // IEEE Trans. Magnetics. – 1999. - № 1, Vol. 35. – P. 148-153. 9. Chemerys V.T., Bolyukh V.F., Mashtalir V.V. The project analysis of induction thruster parameters for the field mortaring // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. - 2010. - № 1. – С. 22-28. 10. Upshaw J.L., Kajs J.P. Micro-meteoroid impact simulations using a railgun electromagnetic accelerator // IEEE Trans. Magnetics. – 1991. - № 1, Vol. 27. – P. 607-610. 11. Таммишевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. - № 12. – С. 52–57. 12. Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept // IEEE Transactions on Magnetics. – 2012. - Vol. 48, №11. - P. 3315-3318. 13. Atmadi A. M. S., Sloot J. G. J. Hybrid Switching: A Review of Current Literature. //IEEE Proceedings of EMPD'98. – 1998. – Vol. 2. P. 683-688. 14. Болух В.Ф., Коритченко К.В. Основні напрямки розвитку електромеханічних імпульсних прискорювачів // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. - № 4. – С. 7-13. 15. Bolyukh, V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter // Measurement Techniques. - January 2014. – Vol. 56, Issue 10, P. 1098-1104. 16. Bo-

lyukh V. F., Luchuk V. F., Rassokha M. A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter // Russian electrical engineering. – 2011. – Vol. 82, № 2. – P. 104–110. **17.** *Болух В.Ф., Олексенко С.В., Щукін І.С.* Сравнительный анализ ударных электромеханических преобразователей индукционно-динамического, электро-динамического и электромагнитного типа // Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2014. – № 38. – Харків: НТУ «ХПІ». – С. 30-44. **18.** *Болух В.Ф., Олексенко С.В., Щукін І.С.* Влияние параметров ферромагнитного сердечника на эффективность индукционно-динамического двигателя // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – №6. – С.20-27. **19.** *Болух В.Ф., Рассоха М.А.* Влияние наружного электромагнитного экрана на эффективность ударного электромеханического преобразователя дисковой конфигурации // Електротехніка. – 2010. – № 10. – С. 31-38. **20.** *Bolyukh V.F., Shchukin I.S.* The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode // Russian electrical engineering. – 2012. – Vol. 83, № 10. – P. 571 – 576. **21.** *Bolyukh V.F., Lysenko L.I., Bolyukh E.G.* Parameters of high-efficiency pulsed inductive electromechanical converters // Russian Electrical Engineering. – 2004. – Vol. 75. – № 12. – P. 1-11. **22.** *Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I.* Temperature field in the vacuum chamber of a ballistic gravimeter // Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 55, № 3. – P. 229-235.

Bibliography (transliterated): **1.** Afonyn, A.A., and Hrebenyov V.V. "Elektrodynamicheskiye systemy povyshennogo bystrodeystviya". *Tekhnicheskaya Elektrodynamika*. No 5. 1994. 23-29. Print. **2.** Uharov, N.H., and Neyman V.Yu. "Tendentsyy razvityiya u pryomeneniya ruchnykh udarnykh mashyn s elektromekhanicheskym preobrazovaniem enerhiy" *Yzv. vuzov. Elektromekhanika*. No 2. 2002. 37–43. Print. **3.** Balkovoy, A.P., et al. "Osobennosti proektyrovaniya hammy pryamykh lyneynykh elektropriyodov dlya mashynostroeniya". *Elektrotekhnika* 7. 2013. 13-20. Print. **4.** Cho, D.J., et al. "Novel electromagnetic actuator using a permanent magnet and an inter-locking mechanism for a magnetic switch" *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 49. No 5. 2013. 2229–2232. Print. **5.** Kuznetsov, P.V., et al. "Ynduktsionno-dynamicheskaya sistema ochystky sushyl'nogo oborudovaniya". *Molochnaya promyshlennost*. No 1. 1989. 25–26. Print. **6.** Fair, H.D. "Electromagnetic launch science and technology in the United States enters a new era". *IEEE Trans. Magnetics*. Vol. 41. No 1. 2005. 158–164. Print. **7.** Reck, B. "First design study of an electrical catapult for unmanned air vehicles in the several hundred kilogram range". *IEEE Trans. Magnetics*. Vol. 39. No 1. 2003. 310-313. Print. **8.** Liao, M., et al. "On the design of a coilgun as a rapid-fire grenade launcher". *IEEE Trans. Magnetics*. Vol. 35. No 1. 1999. 148-153. Print. **9.** Chemerys, V.T., V.F. Bolyukh and V.V. Mashtalir. "The project analysis of induction thruster parameters for

the field mortaring". *Suchasni informatsiyni tekh-nolohiyi u sferi bezpeky ta oborony*. No 1. 2010. 22-28. Print. **10.** Upshaw, J.L., and Kajs J.P. "Micrometeoroid impact simulations using a railgun electromagnetic accelerator". *IEEE Trans. Magnetics*. Vol. 27. No 1. 1991. 607–610. Print. **11.** Tatmyshevskyy, K.V., and Kozlov S.A. "Mahnytno-ypul'snye ustanovky dlya uspytanyu yzdelyy avyakosmycheskoy tekhniky na udarnye vozdeystviya". *Avyakosmycheskoe pryoborostroyeniye*. No 12. 2005. 52–57. Print. **12.** Bissal, A.J., Magnusson and G. Engdahl "Comparison of two ultra-fast actuator concept". *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 48. No 11. 2012. 3315–3318. Print. **13.** Atmadji, A.M.S., and Sloop J.G.J. "Hybrid Switching: A Review of Current Literature". *IEEE Proceedings of EMPD'98*. No 2. 1998. 683–688. Print. **14.** Bolyukh, V.F., and Korytchenko K.V. "Osnovni napyamky rozvytku elektromekhanichnykh impul'snykh pryskoryuvachiv". *Elektrotekhnika i elektromekhanika* 4. (2009): 7–13. Print. **15.** Bolyukh, V.F. and A.I. Vinnichenko "Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter". *Measurement Techniques*. No 56. January 2014. 1098–1104. Print. **16.** Bolyukh, V. F., V. F. Luchuk, M. A. Rassokha, I.S. Shchukin "High-efficiency impact electromechanical converter". *Russian electrical engineering*. Vol. 82. No 2. 2011. 104–110. Print. **17.** Bolyukh, V.F., S.V. Oleksenko and Y.S. Shchukyn "Sravnitel'nyy analiz udarnykh elektromekha-nycheskykh preobrazovateley ynduktsionno-dynamicheskoho, elektrodynamicheskoho y elek-tromahnytnoho typu". *Visnyk NTU «KhPI»*. Ser.: *Elektrychni mashyny ta elektromekhanichne peretvorennya enerhii*. Kharkiv: NTU «KhPI». No 38. 2014. 30–44. Print. **18.** Bolyukh, V.F., S.V. Oleksenko and Y.S. Shchukyn "Vlyyanye parametrov ferromahnytnoho serdechnyka na effektivnost' ynduktsionno-dynamicheskoho dvyhatelya". *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. No 6. 2012. 20–27. Print. **19.** Bolyukh, V.F., and M.A. Rassokha "Vlyyanye naruzhnoho elektromahnytnoho ekrana na effektivnost' udarnoho elektromekhanicheskoho preobrazovatelya diskovoy konfyhuratsyy". *Elektrotekhnika*. No 10. 2010. 31–38. Print. **20.** Bolyukh, V.F., and Y.S. Shchukin "The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode". *Russian electrical engineering*. Vol. 83. No 10. 2012. 571–576. Print. **21.** Bolyukh, V.F., L.I. Lysenko and E.G. Bolyukh "Parameters of high-efficiency pulsed inductive electromechanical converters". *Russian Electrical Engineering*. Vol. 75. No 12. 2004. 1-11. Print. **22.** Bolyukh, V.F., and Vinnichenko A.I. "Temperature field in the vacuum chamber of a ballistic gravimeter". *Measurement Techniques*. Vol. 55. No 3. 2012. 229-235. Print.

Поступила (received) 27.04.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Болух Владимир Федорович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры общей электротехники; e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua

Bolyukh Vladimir Fedorovich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of the Department General Electrical Engineering; e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua

Олексенко Сергей Владимирович – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», аспирант кафедры общей электротехники; e-mail: oleksenko_sergii@mail.ru

Oleksenko Sergey Vladimirovich – National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», graduate student of General Electrical Engineering; e-mail: oleksenko_sergii@mail.ru

Щукін Ігорь Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машины; e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

Schukin Igor Sergeevich – candidate of technical sciences, Docent, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», associate professor of the Department Electrical Machines; e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

УДК 621.313.333

Ю. М. ВАСЬКОВСЬКИЙ, О. А. ГЕРАСКІН**ДІАГНОСТИКА КОРОТКИХ ЗАМИКАНЬ В ОБМОТЦІ ЗБУДЖЕННЯ ЯВНОПОЛЮСНОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ВІБРОЗБУДЖУЮЧИХ СИЛ**

За допомогою математичного моделювання було виявлено та проаналізовано діагностичні ознаки, що виникають в спектрах віброзбуджуючих сил при короткому замиканні витків обмотки збудження синхронного генератора. Встановлено, що основною діагностичною ознакою, яка може використовуватися в системі вібраційної діагностики і свідчити про наявність зазначеного uszkodження, є поява в спектрі віброзбуджуючих сил гармоніки, частота якої кратна частоті обертання ротора. Досліджені діагностичні ознаки можна використовувати в системах вібраційного контролю та діагностики технічного стану потужних СГ для виявлення коротких замикань в обмотці збудження.

Ключові слова: вібрація, спектр, діагностика, синхронний генератор, обмотка збудження.

Вступ. В системах генерації електричної енергії широко застосовуються різні типи синхронних генераторів (СГ). На сьогоднішній день значна кількість потужних СГ, що знаходяться в експлуатації, у тому числі явнопольосні СГ, вичерпала гарантійні терміни роботи, які встановлені заводами – виготовлювачами. З огляду на те, що зазвичай можливості своєчасної заміни потужного обладнання електростанцій обмежені, актуальним є забезпечення надійної його роботи в умовах невеликого залишкового ресурсу. Певне вирішення зазначеної проблеми можливе шляхом створенням методів і засобів діагностування дефектів та uszkodжень обладнання, що дає можливість своєчасно виводити обладнання в ремонт без аварій з суттєвими економічними наслідками.

Одним з характерних uszkodжень явнопольосних СГ є короткі замикання витків обмотки збудження. Загальна кількість витків обмотки збудження в багатопольосних СГ є достатньо великою. Тому прості методи виявлення відносно невеликої кількості короткозамкнених витків, наприклад, контролем зміни величини загального активного опору обмотки збудження, є недостатньо чутливими. Ці методи дають достовірні результати тільки при значних uszkodженнях обмотки збудження, коли режим роботи СГ наближається до аварійного і його потрібно терміново виводити в ремонт. Зазвичай uszkodження обмеженої кількості поруч розташованих витків виникає на одному з полюсів ротора. Розміщення короткозамкнених витків на одному полюсі навіть при невеликій їх кількості може суттєво впливати на роботу СГ і призводити до ряду негативних явищ. Так, через зменшення потоку збудження uszkodженого полюсу ротора розподіл магнітного поля в повітряному проміжку СГ стає несиметричним, ЕРС, що індукуються в окремих паралельних гілках обмотки статора, мають різну величину, що призводить до появи урівнюючих струмів, збільшення електричних втрат і зменшення ККД СГ. Слід також зазначити, що існує велика ймовірність подальшого руйнування обмотки збудження на вже uszkodженому полюсі. Для запобігання цим негативним процесам актуальним є застосування більш чутливих методів діагностування короткозамкнених витків.

Аналіз основних досягнень. На сьогоднішній

день існує велика кількість неруйнівних методів діагностування uszkodжень синхронних машин, наприклад, метод спектрального аналізу споживаного струму статора і миттєвої споживаної потужності, метод вібраційної діагностики та інші методи. Проведений аналіз показав, що найбільш чутливий метод діагностики потужних електричних машин базується на обробці та аналізі вібраційних характеристик машин. Цей метод є основою функціональної (експлуатаційної) діагностики. Комплекс параметрів вібрації практично повністю характеризує технічний стан працюючого агрегату і дозволяє прогнозувати виникнення uszkodжень і аварій електромеханічного устаткування.

В останні десятиліття у вітчизняній і зарубіжній літературі опубліковані результати численних досліджень з вібраційного діагностування дефектів гідро- та парових турбін, підшипників, електромагнітних дефектів електричних машин [4-7] тощо. Дослідженню uszkodжень обмоток збудження синхронних генераторів присвячені роботи [8, 9].

Значну роль в обґрунтуванні та дослідженні діагностичних ознак uszkodженого обладнання відіграють методи математичного моделювання. Аналітичні методи розрахункового визначення вібрацій СГ при зміні досліджуваних параметрів відрізняються значною складністю або необхідністю прийняття суттєвих припущень. Ефективні результати досліджень можна отримати при застосуванні польових математичних моделей, які реалізуються чисельними методами [3]. Використання цих моделей дозволяє виявити та обґрунтувати достовірні діагностичні ознаки різних uszkodжень СГ, зокрема, його обмотки збудження.

Мета досліджень. Метою статті є дослідження методами математичного моделювання змін віброзбуджуючих сил в явнопольосному СГ, які виникають внаслідок коротких замикань в обмотці збудження, та виявлення діагностичних ознак, які можуть використовуватися в системі вібраційної діагностики. Теоретична і практична цінність отриманих результатів полягає в тому, що отримані результати можуть бути використані при створенні інформаційної бази знань, яка входить до складу вібродіагностичних комплексів.

Математична модель. Польова математична

модель досліджуваного СГ в синхронному режимі роботи базується на диференціальному рівнянні в часткових похідних відносно комплексної амплітуди аксіальної складової векторного магнітного потенціалу \dot{A}_z , яке чисельно розв'язується методом скінченних елементів в середовищі програми COMSOL Multiphysics в поперечному перетині активної зони СГ (рис. 1):

$$\Delta \dot{A}_z = -\mu \dot{J}_{\text{стор}} \quad (1)$$

де: μ – магнітна проникність матеріалу, Гн/м; $\dot{J}_{\text{стор}}$ – задана густина струмів в обмотках СГ, А/м².

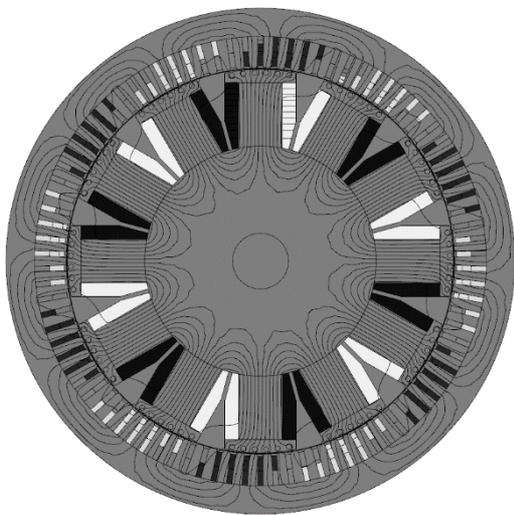


Рис. 1 – Поперечний перетин активної зони досліджуваного СГ

Рівняння (1) доповнюється однорідними граничними умовами першого роду $A_z|_{G=0} = 0$ на лінії G зовнішньої поверхні яра статора.

Густини струмів в провідниках фаз обмотки статора задаються відповідно до формул:

$$\begin{aligned} \dot{J}_{A \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} / S_{\Pi}, \\ \dot{J}_{B \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} [\cos(-2\pi/3) - j \sin(-2\pi/3)] / S_{\Pi}, \\ \dot{J}_{C \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} [\cos(-4\pi/3) - j \sin(-4\pi/3)] / S_{\Pi}, \end{aligned} \quad (2)$$

де I_m – амплітуда струму в фазі обмотки статора; u_{Π} – число послідовно з'єднаних провідників в пазу статора; S_{Π} – площа перетину паза статора.

Густини струмів в обмотках ротора J_2 задаються як сталі величини у відповідності з послідовною схемою з'єднання котушок полюсів.

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

$$\dot{B}_x = \partial \dot{A}_z / \partial y, \quad \dot{B}_y = \partial \dot{A}_z / \partial x, \quad (3)$$

Густина електромагнітних віброзбуджуючих сил пропорційна тензору магнітного натягу Максвелла, який має розмірність тиску (Н/м²). Модулі нормальної (направлена вздовж вектора нормалі до поверхні в заданій точці) та тангенціальної (направлена вздовж дотичної до поверхні в заданій точці) складових тензора магнітного натягу виражаються як:

$$T_n = \frac{1}{2\mu} \left(\dot{B}_n^2 - \dot{B}_\tau^2 \right), \quad T_\tau = \frac{1}{\mu} \left(\dot{B}_n \cdot \dot{B}_\tau \right), \quad (4)$$

де \dot{B}_n, \dot{B}_τ – відповідно нормальна і тангенціальна проекції вектора магнітної індукції, які легко знаходяться через відомі складові індукції в декартових координатах.

Можна показати [1], що сигнали п'єзоелектричних датчиків віброприскорення, які встановлюються на статорі машини і вимірюють її вібрації, пропорційні нормальній складовій тензора магнітного натягу. Тому результати аналізу зміни складової тензора T_n дозволяють зробити обґрунтовані висновки щодо зміни вібрацій машини. При дослідженні віброзбуджуючих сил виконується їх спектральний аналіз, в результаті чого з спектрів сил виділяються і аналізуються характерні гармоніки.

Номінальний кут навантаження СГ відповідає номінальному електромагнітному моменту, який розраховується через тангенціальну складову тензора натягу [3].

При короткому замиканні частини витків обмотки збудження утворюється струмопровідна ділянка, через яку проходить струм до решти неушкоджених витків, оминаючи ушкоджені витки електричного кола збудження. В математичній моделі реалізація такого ушкодження здійснюється тим, що в частині ушкоджених витків обмотки збудження на одному полюсі задається густина сторонніх струмів $J_2=0$, оскільки ЕРС в витках обмотки збудження не індукуються. Причому існує суттєва різниця на якій стороні котушки збудження розташовані закорочені витки, оскільки витки, що розташовані ближче до центру ротора мають гіршу вентиляцію і можуть більше перегріватися ніж витки, що розташовані ближче до полюсних наконечників. Всі котушки обмотки збудження на полюсах з'єднані послідовно. Ушкодження ротора СГ призводить до спотворення магнітного поля машини в порівнянні з неушкодженим СГ. Це спотворення обертається разом з ротором і викликає появу в сигналах датчиків збурень, що мають частоту обертання.

При розрахунках ушкодженого СГ необхідно врахувати також збільшення струму збудження через зменшення електричного опору, викликаного закороченням частини витків. Номінальний струм обмотки збудження помножається на коефіцієнт $k_{OZ.i}$:

$$k_{OZ.i} = 2p / ((2p-1) + 1 \cdot k_{\text{пол.}i})$$

де $k_{\text{ПОЛ}_1}$ – коефіцієнт, що характеризує процентне співвідношення неушкоджених витків полюса $W_{\text{неушкод}}$ до повної кількості витків одного полюса $W_{\text{нов}}$:

$$k_{\text{ПОЛ}_1} = W_{\text{неушкод}} / W_{\text{нов}}$$

Для знаходження діагностичних ознак ушкоджень, які з'являються в спектрах вібробуджуючих сил синхронного генератора при появі ушкоджень, необхідно досліджувати зміну амплітуд певних гармонік в порівнянні з неушкодженим СГ. Зокрема можливо аналізувати зміни наступних складових в спектрі вібробуджуючих сил.

1. Величину постійної складової спектру віброприскорення T_{a_0} .

2. Амплітуду обертової складової спектру віброприскорення $T_{a_{ob}}$, що має частоту $f_{a_{ob}}$, яка визначається за формулою:

$$f_{a_{ob}} = f / p$$

Для досліджуваного далі СГ $f_{a_{ob}} = 50 \text{ Гц} / 6 = 8,33 \text{ Гц}$.

3. Амплітуду складової подвійної частоти спектру віброприскорення $T_{a_{100}}$, яка має частоту 100 Гц.

4. Амплітуду зубцевої гармоніки віброприскорення T_{a_z} , що має частоту f_z , яка визначається за формулою:

$$f_z = f_{a_{ob}} \cdot z_1$$

Для досліджуваного СГ: $f_z = 8,33 \text{ Гц} \cdot 90 = 749,7 \text{ Гц}$.

5. Середньоквадратичне значення віброприскорення $T_{a_{SKZ}}$, що визначається за формулою:

$$T_{a_{SKZ}} = \sqrt{(T_{a_1}^2 + T_{a_2}^2 + T_{a_3}^2 + \dots + T_{a_n}^2) / n}$$

6. Середньоквадратичне значення шумових гармонік спектру віброприскорення $T_{a_{SKZ_{sh}}}$. Шумовими гармоніками називаються гармоніки, що нижчі по амплітуді певного встановленого рівня (наприклад 10-15% від амплітуди гармоніки $T_{a_{100}}$) і не є кратними основній $T_{a_{100}}$ і зубцевим гармонікам T_{a_z} .

Для дослідження та аналізу відносної зміни вібробуджуючих сил при ушкодженні СГ можна ввести наступну систему діагностичних коефіцієнтів:

1. Коефіцієнт зміни постійної складової спектру:

$$k_{a_0} = T_{n_{y_0}} / T_{n_{БМ_0}}$$

де $T_{n_{y_0}}$, $T_{n_{БМ_0}}$ – відповідно величини постійної складової тензора магнітного натягу ушкодженого і неушкодженого СГ.

2. Коефіцієнт зміни амплітуди обертової гармоніки віброприскорення.

$$k_{a_{ob}} = T_{n_{y_{a_{ob}}}} / T_{n_{БМ_{a_{100}}}}$$

де $T_{n_{y_{a_{ob}}}}$, $T_{n_{БМ_{a_{100}}}}$ – відповідно амплітуди обертової гармоніки нормальної складової тензора магнітного натягу ушкодженого СГ і амплітуда гармоніки частоти 100 Гц нормальної складової тензора магнітного натягу неушкодженого СГ.

3. Коефіцієнт зміни амплітуди гармоніки подвійної частоти віброприскорення:

$$k_{a_{100}} = T_{n_{y_{a_{100}}}} / T_{n_{БМ_{a_{100}}}}$$

де $T_{n_{y_{a_{100}}}}$, – амплітуда гармоніки подвійної частоти 100 Гц нормальної складової тензора магнітного натягу ушкодженого СГ.

4. Коефіцієнт зміни амплітуди зубцевої гармоніки віброприскорення:

$$k_{a_z} = T_{n_{y_{a_z}}} / T_{n_{БМ_{a_z}}}$$

де $T_{n_{y_{a_z}}}$, $T_{n_{БМ_{a_z}}}$ – відповідно амплітуди зубцевої гармоніки нормальної складової тензора магнітного натягу ушкодженого і неушкодженого СГ.

5. Коефіцієнт зміни середньоквадратичного значення віброприскорення:

$$k_{a_{skz}} = T_{SKZ_y} / T_{SKZ_{БМ}}$$

де T_{SKZ_y} , $T_{SKZ_{БМ}}$ – відповідно середньоквадратичне значення віброприскорення ушкодженого і неушкодженого СГ.

6. Коефіцієнт зміни середньоквадратичного значення шумових гармонік в спектрі віброприскорення:

$$k_{a_{SKZ_{sh}}} = T_{SKZ_{sh_y}} / T_{SKZ_{sh_{БМ}}}$$

де $T_{SKZ_{sh_y}}$, $T_{SKZ_{sh_{БМ}}}$ – відповідно середньоквадратичне значення шумових гармонік в спектрі віброприскорення ушкодженого і неушкодженого СГ.

Результати моделювання. Наведемо результати моделювання і дослідження вібробуджуючих сил, що виникають при коротких замиканнях обмотки збудження на прикладі явноплюсного СГ потужністю 500 кВт, який має наступні дані (рис. 2): номінальна напруга статора – 6 кВ, номінальна напруга ротора – 65 В, номінальний струм статора – 57 А, номінальний струм ротора – 320 А, кількість полюсів – 12, кількість витків обмотки збудження – 384, номінальна частота обертання 500 об/хв, кількість пазів статора – 90, номінальний кут навантаження $\theta = 23,5^\circ$.

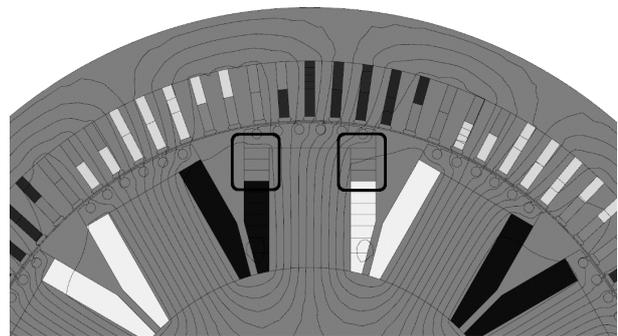


Рис. 2 – Картина поля при короткому замиканні 30% витків одного полюса синхронного генератора

В загальному випадку вібрація електричної машини складається з вібрацій електромагнітного і механічного походження. Прийнято припущення, що рівень вібрації механічного походження (тертя в підшипниках, аеродинамічне тертя та ін.) при однаковій швидкості обертання ротора СГ не змінюється і його

можна виділити і вилучити із загального сигналу вібрації за допомогою дослідів номінального навантаження і неробочого ходу СГ, і надалі аналізувати тільки інформативний сигнал вібрації електромагнітного походження. Причому для задач діагностики необхідно розглядати *різницевий сигнал (тензор)*, який отримують відніманням характеристик тензора ушкодженого СГ і неушкодженого СГ. Причому для неушкодженого СГ різницевий тензор завжди дорівнює нулю, що робить зручним його використання при аналізі змін вібрацій.

Тензор магнітного натягу розрахований далі із врахуванням реальної довжини СГ (помножений на довжину СГ) і тому має розмірність Н/м. Величини досліджуваних параметрів для неушкодженого СГ і СГ, в якому на одному з полюсів закорочено різну кількість витків, наведені в табл. 1.

З табл. 1 видно, що суттєво зростає складова частоти обертання $T_{a_{ob}}$, а інші складові змінюються мало.

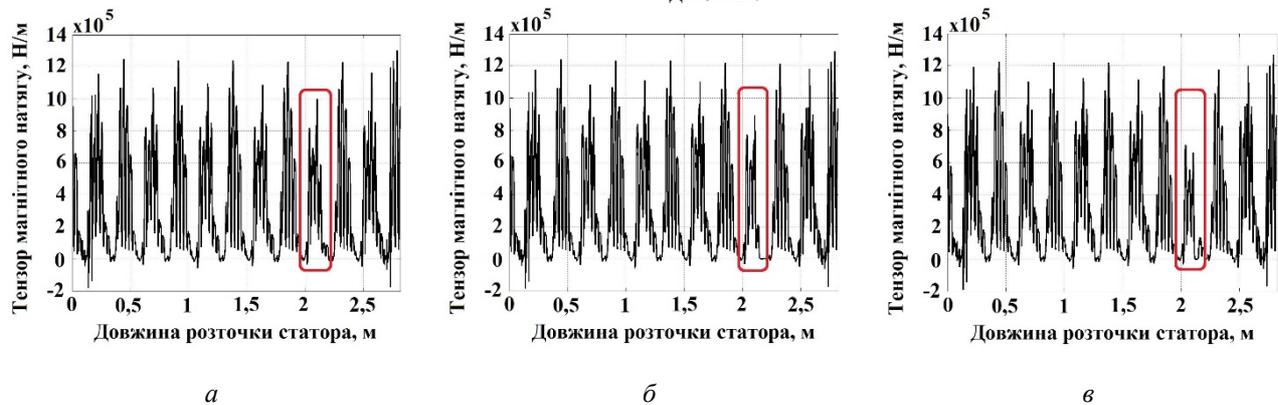


Рис. 3 – Розподіл тензора магнітного натягу вздовж розтки статора при ушкодженні витків обмотки збудження: а – ушкоджено 30% витків, б – ушкоджено 70% витків, в – ушкоджено 100% витків

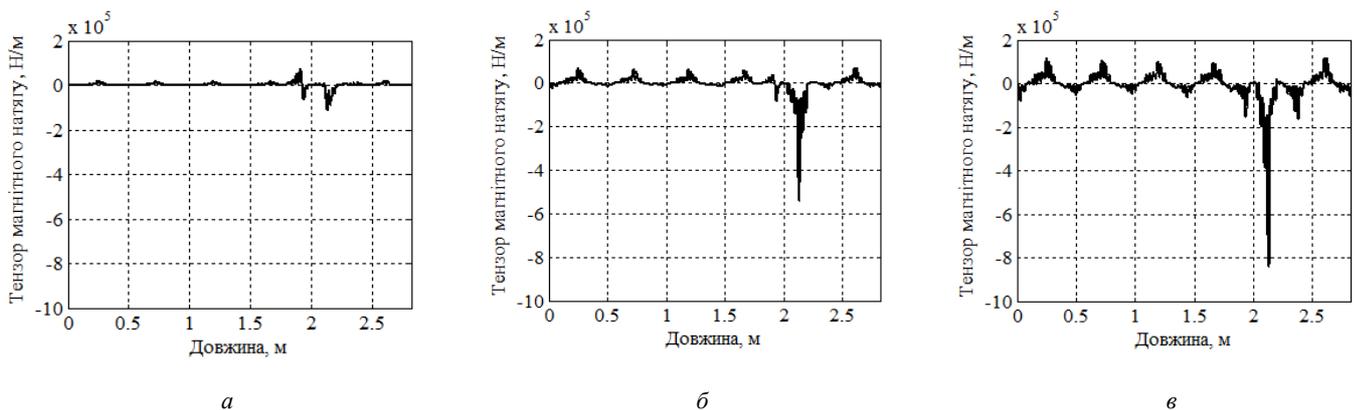


Рис. 4 – Розподіл різницевого тензора вздовж розтки статора при ушкодженні витків обмотки збудження: а – ушкоджено 30% витків, б – ушкоджено 70% витків, в – ушкоджено 100% витків

В неушкодженому СГ обертова гармоніка відсутня. В розподілі тензора магнітного натягу неушкодженого СГ (рис.3, а) присутні 12 максимумів відповідно до полюсності машини. При обертанні магнітного поля разом з ротором повз датчика вібрації, що розташований на поверхні статора, в датчику наводиться сигнал з частотою 100 Гц. При

Таблиця 1 – Числові значення досліджуваних величин

Позначення величини	Значення величини при ушкодженні витків зверху, Н/м			
	Неушкоджений СГ	Ушкоджено 30% витків	Ушкоджено 70% витків	Ушкоджено 100% витків
T_{a_0}	307171	305802	302269	298041
$T_{a_{ob}}$	0	9516	22976	33463
$T_{a_{100}}$	327682	328894	325921	316971
T_{a_z}	225054	224423	221708	218592
$T_{a_{SKZ}}$	25063	25158	25141	24857
$T_{a_{SKZ\ sh}}$	7231	7385	8507	9170

На рисунках 4 та 5 наведено: розподіли тензора магнітного натягу (рис. 3) і розподілу різницевого тензора вздовж розтки статора (рис. 4) в залежності від різної кількості ушкоджених витків обмотки збудження.

Різницевий тензор, обертаючись разом з ротором, проходить повз датчика вібрації і індукує в ньому сигнал з частотою обертання ротора. Чим більше кількість ушкоджених витків на полюсі синхронної машини, тим більше величина різницевого тензора (рис.4) і, відповідно, амплітуда обертової гармоніки, що має частоту 8,33 Гц.

Слід зазначити, що збільшення амплітуд гармонік, що відповідають частоті 100 Гц відповідно до полюсності СГ (рис. 4), пояснюється тим, що в моделі враховувалось зростання струму збудження при збільшенні кількості ушкоджених витків полюса.

На рисунках 5 та 6 показано залежності діагностичних коефіцієнтів, від процентного

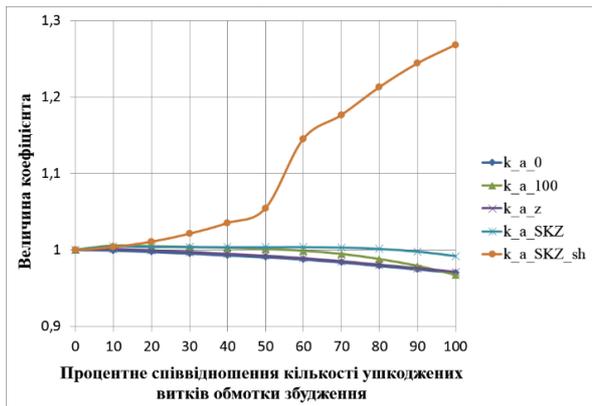


Рис. 5 – Залежність діагностичних коефіцієнтів від процентного співвідношення кількості ушкоджених витків на полюсі СГ

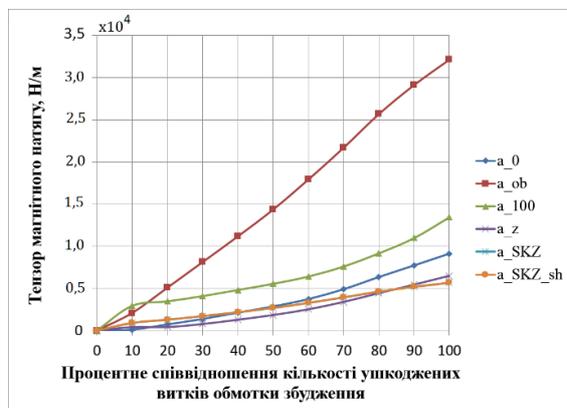


Рис. 7 – Залежності величин гармонік різницевого тензора від процентного співвідношення кількості ушкоджених витків на полюсі СГ.

Гармоніки різницевого тензора доцільно відображати в абсолютних одиницях (рис. 7) оскільки в неушкодженому СГ вони дорівнюють нулю. Визначати відносну зміну амплітуди обертової гармоніки можна різними способами: а) в порівнянні з амплітудою обертової гармоніки неушкодженого СГ; б) в порівнянні з амплітудою складової подвійної частоти неушкодженого СГ. Порівняння амплітуди обертової гармоніки з амплітудою частоти 100 Гц пов'язане з відсутністю обертової гармоніки в неушкодженому СГ, а при зростанні кількості ушкоджених витків обе-

співвідношення кількості ушкоджених витків на полюсі СГ. При ушкодженні 100% витків котушки полюса найбільш суттєво зростає обертова складова віброприскорення – від 0% до 10,2 %, в порівнянні з амплітудою складової подвійної частоти.

При повному ушкодженні котушки обмотки збудження полюса величина постійної складової зменшується на 3%, амплітуда складової подвійної частоти спектру зменшується на 3,2%, амплітуди зубцевої гармоніки віброприскорення зменшується на 3%, середньоквадратичне значення шумових гармонік збільшується на 27%.

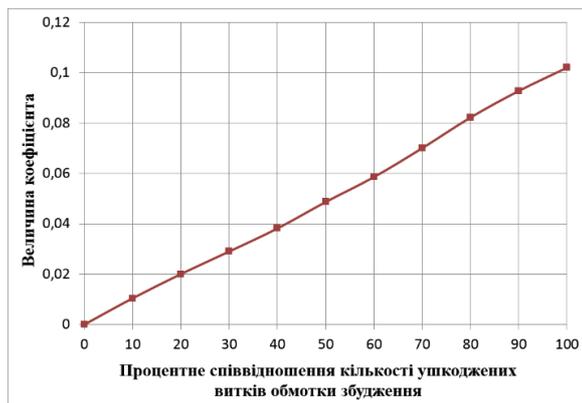


Рис. 6 – Залежність коефіцієнту обертової гармоніки від процентного співвідношення кількості ушкоджених витків на полюсі СГ

ртова складова починає зростати, поки не стане співрозмірною з амплітудою складової подвійної частоти.

На рис. 8 та 9 показано залежності тензора магнітного натягу при збільшенні кількості ушкоджених витків обмотки збудження. Літерою a позначена залежність у випадку коли кількість ушкоджених витків збільшується знизу полюса, а літерою b – при збільшенні витків зверху полюса. Виявлено, що амплітуди різних гармонік змінюються не однаково.

На рис. 10 та 11 показано порівняння складових спектру тензора магнітного натягу в залежності від місця розташування 10% і 30% ушкоджених витків обмотки збудження. Виявлено, що місце розташування ушкоджених витків може впливати на величини різних гармонік. Найбільш інформативною виявилась амплітуда обертової гармоніки – при розміщенні 10% ушкоджених витків під полюсним наконечником (зверху), її значення в 2,8 разів більше в порівнянні з розташуванням витків зі сторони валу (знизу). При 30% ушкоджених витків зверху полюса (рис. 2) її значення більше в 3,46 рази в порівнянні з розташуванням ушкоджених витків знизу полюса.

Виявлення цього фактора дозволяє в процесі вібраційної діагностики визначати не тільки наявність і кількість, а й місце розташування ушкоджених витків обмотки збудження.

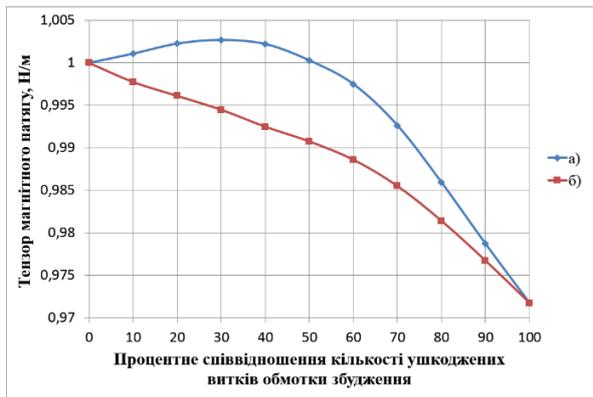


Рис. 8 – Величина постійної складової тензора в залежності від локалізації uszkodження і від кількості uszkodжених витків: *a* – знизу, *б* – зверху

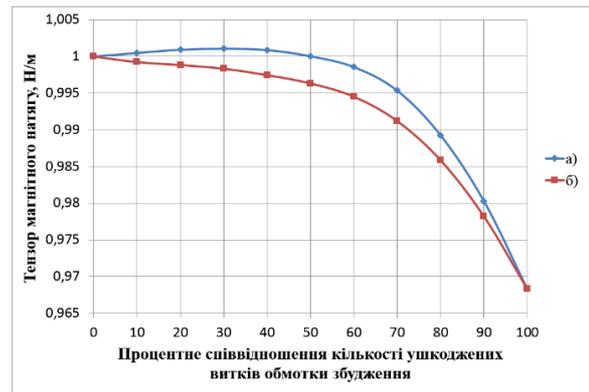


Рис. 9 – Величина гармоніки 100 Гц в залежності від локалізації uszkodження і від кількості uszkodжених витків: *a* – знизу, *б* – зверху

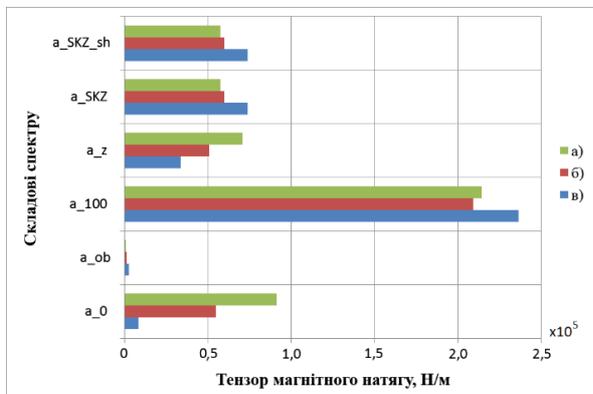


Рис. 10 – Величини гармонік в залежності від розміщення 10% uszkodжених витків на полюсі: *a* – знизу, *б* – по центру, *в* – зверху

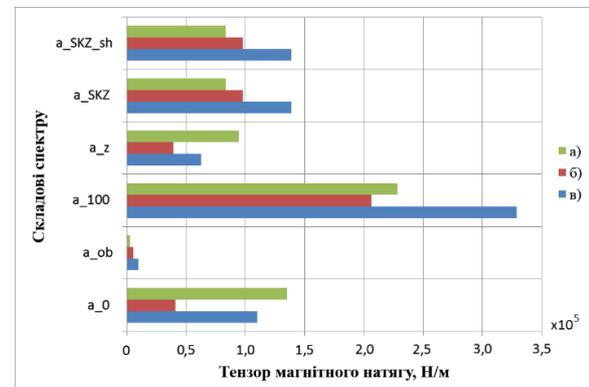


Рис. 11 – Величини гармонік в залежності від розміщення 30% uszkodжених витків на полюсі: *a* – знизу, *б* – по центру, *в* – зверху

Відмінність в величинах амплітуд гармонік при розташуванні uszkodжених витків обмотки збудження зверху і знизу полюса може в процесі вібраційного моніторингу uszkodжень СГ призвести до неточного трактування результатів вібраційної діагностики. Тому при створенні інформаційної бази знань вібродіагностичних систем для даного СГ необхідно визначити певні діапазони значень віброзбуджуючих сил з урахуванням конкретних геометричних і обмотувальних даних полюсів СГ.

Слід зазначити, що з урахуванням невеликої частоти обертання ротора явнополюсних СГ величина обертової гармоніки *віброшвидкості*, яка отримується інтегруванням даної гармоніки віброприскорення, є суттєво більшою і складає 289% від гармоніки віброшвидкості основних електромагнітних вібрацій, що уможлиблює надійне її виявлення відповідними вимірювальними датчиками віброшвидкості.

Висновки. Методами математичного моделювання віброзбуджуючих сил в СГ при коротких замиканнях витків обмотки збудження досліджено наявні діагностичні ознаки, що виникають в спектрах сил при появі зазначеного uszkodження.

Встановлено, що основною діагностичною ознакою, яка може використовуватися в системі вібраційної діагностики і свідчити про наявність коротких замиканнях витків обмотки збудження, є поява в спектрі віброзбуджуючих сил гармоніки, частота якої кратна частоті обертання ротора. При кількості uszkodжених витків на полюсі 30% і 100% амплітуда обертової гармоніки віброприскорення складає відповідно 2,8% і 10,2% від амплітуди основної гармоніки електромагнітної вібрації 100 Гц. Амплітуди інших гармонік спектру змінюються мало і не можуть використовуватися для надійного діагностування uszkodжень витків обмотки збудження.

Досліджені діагностичні ознаки можна використовувати в системах вібраційного контролю та діагностики технічного стану потужних СГ для виявлення коротких замикань в обмотці збудження на ранній стадії їх розвитку.

Список літератури: 1. Васильовский Ю.Н., Гераскин А.А. Анализ сигналов датчиков вибрации в короткозамкнутых асинхронных двигателях на основе математических моделей вибровозмущающих электромагнитных сил // Электротехника і електромеханіка.– 2010. – Вип. 5. – С. 12-16. 2. Васильовский Ю.Н., Гераскин А.А. Математическое моделирование электромагнитных полей в

короткозамкнутым асинхронном двигателе с поврежденной обмоткой ротора // Технична електродинаміка. – 2010. – Вип. 2. – С. 56-61. 3. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. – Київ: НТУУ «КПІ», 2007. – 191с. 4. Барков, А. В. "Вибрационная диагностика электрических машин в установившихся режимах работы." [Электронный ресурс] / А.В. Барков, Н.А. Баркова, А. А. Борисов // Режим доступа до книги: <http://www.vibrotek.ru/russian/www.vibrotek.ru/russian/UsersFiles/File/statiy/Vibrodiagnostika%20elektronnih%20mashin.pdf>. 5. Русов В.А. Спектральная вибродиагностика [Электронный ресурс] / В.А. Русов // Режим доступа до книги: <http://www.vibrocenter.ru/book8.htm>. 6. Bruzzese, Claudio, and Gojko Joksimovic. "Harmonic signatures of static eccentricities in the stator voltages and in the rotor current of no-load salient-pole synchronous generators." *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 5(58) (2011): 1606–1624. 7. Freire, N. M. A., Estima, J. O., & Marques Cardoso, A. J. "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications". *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 9 (60) (2013): 3957–3967. Print. 8. Полищук, А. А., Хамухин, А. А. Выявление витковых замыканий обмотки ротора синхронного генератора на основе вейвлет-анализа магнитных потоков рассеяния // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Вип. 323(5). – С. 85-93. 9. Розум Т.И., Полищук В.И. Метод выявления витковых замыканий в обмотке возбуждения синхронного генератора // Фундаментальные исследования. – 2013. – № 8–5. – С. 1061-1065.

vibrovozmuschayuschih elektromagnitnyih sil." *Elektrotehnika i elektromekhanika* 5 (2010): 12–16. Print. 2. Vaskovskiy, Yu.N., and Geraskin A.A. "Matematicheskoe modelirovanie elektromagnitnyih poley v korotkozamknutom asinhronnom dvigatele s povrezhdennoy obmotkoy rotora" *Tekhnichna elektrodinamika* 2 (2010): 56–61. Print. 3. Vaskovskiy, Yu.M. "Poloviy anallz elektrichnih mashin." – Kiyv: NTUU «KPI», 2007. Print. 4. Barkov, A. V., N.A. Barkova and A. A. Borisov. Vibratsionnaya diagnostika elektricheskikh mashin v ustanovivshihsiya rezhimah raboty. 30 October 2009. Web. 20 January 2013 <http://www.vibrotek.ru/russian/UsersFiles/File/statiy/Vibrodiagnostika_elektronnih_mashin.pdf>. 5. Rusov, V.A. Spektralnaya vibrodiagnostika. 30 October 2012. Web. 20 January 2014 <<http://www.vibrocenter.ru/book8.htm>>. 6. Bruzzese, Claudio, and Gojko Joksimovic. "Harmonic signatures of static eccentricities in the stator voltages and in the rotor current of no-load salient-pole synchronous generators." *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 5 (58) (2011): 1606–1624. Print. 7. Freire, N. M. A., J. O. Estima and Marques Cardoso A. J. "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications". *Industrial Electronics, IEEE Transactions* 9 (60) (2013): 3957–3967. Print. 8. Polischuk, A. A., and Hamuhin, A. A. "Vyiyavlenie vitkovyih zamyikaniy obmotki rotora sinhronnogo generatora na osnove veyvlet-analiza magnitnyih potokov rasseyaniya" *Izvestiya Tomskogo politehnicheskogo universiteta* 5 (323) (2013): 85–93. Print. 9. Rozum, T.I., and Polischuk, V.I. "Metod vyiyavleniya vitkovyih zamyikaniy v obmotke возбуждения синхронного генератора" *Fundamentalnyie issledovaniya* 8 (2013): 1061–1065. Print.

Bibliography (transliterated): 1. Vaskovskiy, Yu.N., and Geraskin A.A. "Analiz signalov datchikov vibratsii v korotkozamknutyih asinhronnyih dvigatelyah na osnove matematicheskikh modeley

Надійшла (received) 31.07.2015

«Відомості про авторів / About the Authors»

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

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

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

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

УДК 621.313.33

Г. М. ГОЛЕНКОВ, АББАСЯН МОХСЕН

СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ КОАКСИАЛЬНО–ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ С АКСИАЛЬНЫМ И РАДИАЛЬНЫМ ВЕКТОРОМ НАМАГНИЧИВАНИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Представлены конструктивные решения коаксиально–линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов и его модель в виде электрической схемы замещения. Проведён сравнительный анализ векторных диаграмм напряжений и токов при резонансной, а также до и после резонансной частоты. Предложенные электрические схемы замещения и векторные диаграммы позволяют характеризовать энергетические параметры и рабочие характеристики этих двигателей при различных частотах работы вибрационных систем.

Ключевые слова: коаксиально – линейный двигатель с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов, схема замещения, векторная диаграмма, вибрационная система.

Введение. В настоящее время в качестве привода рабочего органа вибрационных систем используются коаксиально – линейные двигатели с аксиальным (*ax*) и радиальным (*rad*) вектором намагничивания постоянных магнитов (КЛД-ПМ), изготовленных из редкоземельных материалов Nd-Fe-B [5,6]. В этих работах предложены конструктивные решения физических моделей двигателей с “*ax*” и “*rad*” вектором намагничивания постоянных магнитов, а также эквивалентные механические схемы вибрационных систем КЛД-ПМ [7,1].

Анализ основных достижений. Предложенные модели в виде электрических схем замещения КЛД-ПМ недостаточно полно отражают физические процессы, характеризующие работу двигателей. Например, процесс получения противо – ЭДС за счёт вынужденных колебаний вторичного элемента (бегуна) с постоянными магнитами. Не был дан сравнительный анализ векторных диаграмм при различных частотах работы вибрационных систем КЛД-ПМ, а именно при резонансной частоте, до и после резонансной частоты. Словом, не была дана энергетическая характеристика вибрационных систем КЛД-ПМ до и после резонансной частоты по сравнению с резонансной.

Цель исследований. Моделирование коаксиально – линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов в виде электрической схемы замещения и проведение сравнительного анализа векторных диаграмм напряжений и токов при резонансной частоте, а также до и после резонансной частоты.

Материал исследований. В табл. 1 указаны конструктивные размеры КЛД-ПМ. На рис.1 схематично изображена физическая модель вибрационной системы, приводом рабочего органа которой является коаксиально – линейный двигатель с постоянными магнитами, который включает: 1 – татор; 2 – магнитопровод статора; 3 – обмотки статора; 4 – пружины; 5 – бегун; 6 – стержень бегуна; 7 – постоянные магниты; 8 – концентраторы магнитного потока (полюса); 9 – дополнительную массу.

Физическая модель КЛД-ПМ предложенная для исследования в данной работе (см. рис.1) с использованием материалов источников [3], может быть представлена в виде электрической схемы

замещения двигателя при последовательном соединении элементов R_1, L, R_0 и L_0 , (рис. 2), где ($S-N$) – постоянные магниты.

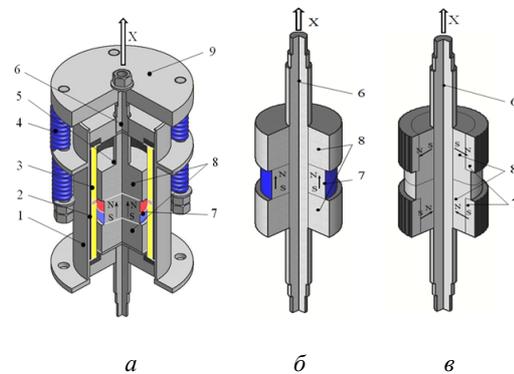


Рис. 1 – Схематичное изображение коаксиально – линейного двигателя: а – общий вид двигателя; б – бегун с аксиально намагниченными постоянными магнитами (ПМ-А); в – бегун с постоянными магнитами намагниченными радиально (ПМ-Р)

Таблица 1– Конструктивные размеры КЛД-ПМ

№	Наименование	Размеры
1	Внешний и внутренний диаметры магнитопровода статора, мм (стальная проволока, $d=1$ мм)	$D_s = 96$; $d_s = 86$
2	Длина магнитопровода статора, мм	$L_s = 152$
3	Внешний и внутренний диаметры катушки статора, мм	$D_k = 86$; $d_k = 76$
4	Ширина катушки, мм	$b_k = 76$
5	Сечение провода обмотки статора, мм ²	$\Delta S = 0,724$
6	Число витков в катушке статора	$w_s = 245$
7	Общая длина проводника катушек статора, м	$l_s = 125$
8	Конструктивные размеры концентраторов магнитного потока (полюсов), мм	$D_{п} = 60$; $d_{п} = 20$; $b_{п} = 38$
9	Площадь активной части полюсов бегуна, мм ²	$S_{мп} = 15072$
10	Полосное деление, мм	$\tau = 56$
11	Масса магнитопровода статора, кг	$m_c = 1,8$

© Г. М. Голенков, Аббасян Мохсен, 2015

На основаниі схеми заміщення (см.рис.2, а) складено наступне диференціальне рівняння:

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + u_s - e_{ax}; (-e_{rad}). \quad (1)$$

Рівняння напружень для схеми заміщення (см.рис.2, б) в комплексній формі примет вид:

$$\underline{U} = R\underline{I} + jX\underline{I} + \underline{U}_{sm}(-\underline{E}_{sm}), \quad (2)$$

где $\underline{U}_{sm}; (-\underline{E}_{sm}) = -\underline{E}_s - \underline{E}_{ax}; (-\underline{E}_{rad})$ – векторная сумма ЭДС двигателя КЛД-ПМ; здесь: $(-\underline{E}_s)$ – ЭДС, наводимая потоком в сердечнике; $-\underline{E}_{ax}; (\underline{E}_{rad})$ – ЭДС, возникающая при возвратно – поступательном

движении бегуна, соответственно с ax и rad вектором намагничивания постоянных магнитов.

Комплексное значение ЭДС имеет вид:

$$-\underline{E}_s = \underline{U}_s = j2\pi f_i \cdot w_s \cdot \Phi_{max} / \sqrt{2} = j4,44 f_i \cdot w_s \cdot B_s \cdot \Delta S_s, \quad (3)$$

где B_s – амплитудные значения магнитной индукции при прохождении переменного тока в обмотках статора КЛД-ПМ соответственно с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов, Тл [2]; $\Delta S_s = \pi \cdot d_s \cdot l_s$ – активная площадь магнитопровода статора, м² (см. табл.1).

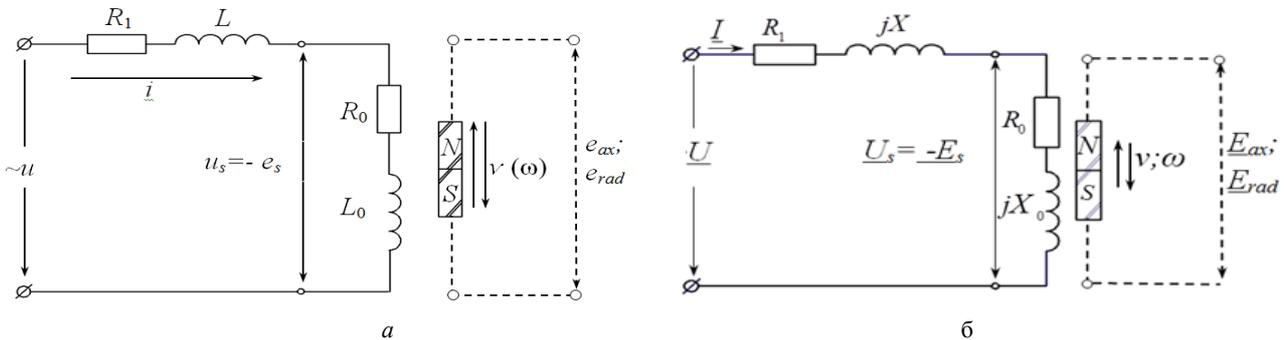


Рис. 2 – Электрическая схема заміщення КЛД-ПМ: а – при послідовному з'єднанні елементів R, L; б – в комплексній формі

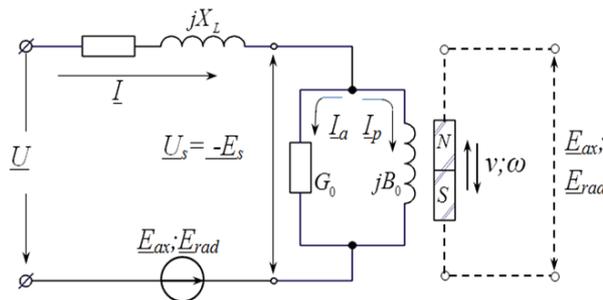


Рис. 3 – Еквівалентна електрическая схема заміщення двигателю КЛД-ПМ со смешанным соединением элементов

Комплексные значения ЭДС, возникающей при возвратно – поступательном движении бегуна с магнитами, векторы намагничивания которых направлены аксиально и радиально, соответствуют следующим выражениям:

$$\underline{E}_{ax} = jE_{ax} / \sqrt{2} = j \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot B_{ax} \cdot w_s \cdot D_{ak} \cdot x_{axi} \cdot f_i; \quad (4)$$

$$\underline{E}_{rad} = jE_{rad} / \sqrt{2} = j \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot B_{rad} \cdot w_s \cdot D_{ak} \cdot x_{radi} \cdot f_i, \quad (5)$$

где B_{ax} и B_{rad} – амплитудные значения магнитной индукции в зазоре КЛД-ПМ соответственно с “ax” и “rad” вектором намагничивания постоянных магнитов, Тл [2];

w_s – число витков в обмотках статора;

$D_{ak} = (D_k + d_k) / 2$ – среднее значение диаметра катушек обмоток статора (см. табл.1), м;

x_{axi} и x_{radi} – амплитуда колебания бегунов КЛД-ПМ с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов, м [2].

Эквивалентная электрическая схема заміщення КЛД-ПМ со смешанным соединением элементов в комплексной форме примет вид, показанный на рис. 3.

На схеме (см. рис.3) показаны электрические параметры двигателя КЛД-ПМ в комплексной форме, действующие значения которых представлены в виде выражений: $G_0 = (P_m + P_{cm}) / U_s^2$ – активная проводимость контура намагничивания, Ом⁻¹, где $P_m = R_l I^2$ – потери в меди; $P_{cm} = K_{cm} P_{1,0/50} (f_i / 50)^\beta B_c^2 m_c$ – потери в сердечнике (стали) [4]; $B_0 = I_p / U_s$ – реактивная (индуктивная) проводимость контура намагничивания Ом⁻¹, $I_p = (I^2 - I_a^2)^{1/2}$ – реактивный (индуктивный) ток контура намагничивания, А; $I_a = P_{cm} / U_s$ – активный ток контура намагничивания, А; I – действу-

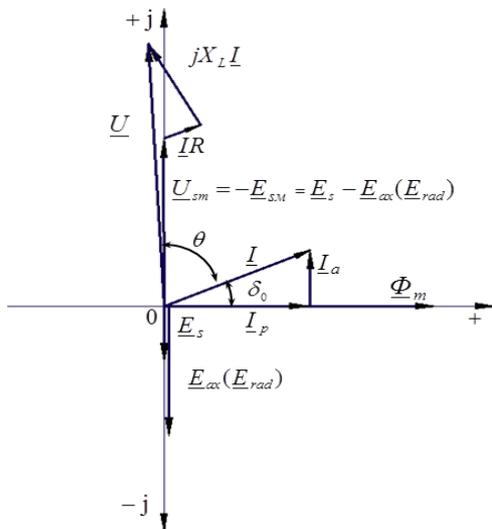


Рис. 4 – Векторная диаграмма КЛД-ПМ

ище значение тока в обмотках статора, А.

Результаты исследований. При построении совмещённой векторной диаграммы токов и напряжений КЛД-ПМ (рис.4) используем выражение (2) и эквивалентную электрическую схему замещения КЛД-ПМ со смешанным соединением элементов (рис. 3), где угол δ_0 показывает, что вектор тока \underline{I} отстаёт по фазе от вектора напряжения \underline{U}_s ; угол $\delta_0 = 90 - \theta$ называется углом потерь [3]. Например, расчётные векторные диаграммы (рис. 5 и рис. 6) отражают диаграммы напряжений и токов для двигателей, предложенных для исследования (см. рис. 1), а именно КЛД-ПМ с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов.

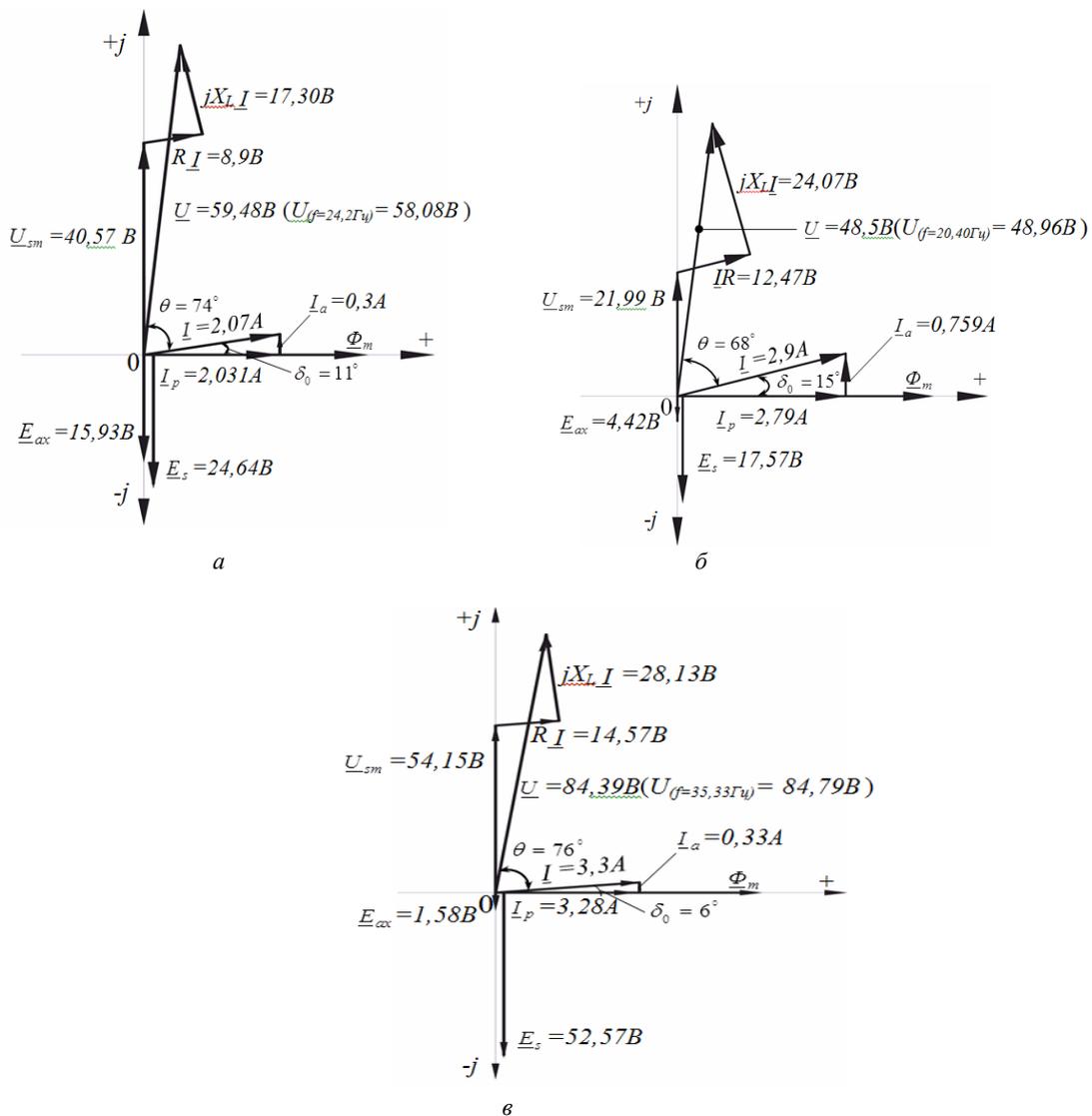


Рис. 5 – Векторные диаграммы КЛД-ПМ-А
 а – при резонансной частоте ($f=24,20$ Гц);
 б – до резонансной частоты ($f=20,40$ Гц);
 в – после резонансной частоты ($f=35,33$ Гц)

Причём подводимое напряжение U к обмоткам статора двигателей при заданных частотах f определяется по закону регулирования $U/f = \text{const}$.

При расчёте электрических параметров и построении векторных диаграмм при различных частотах (см. рис.5 и рис.6) двигателей КЛД-ПМ использовались выражения из источника [2], конструктивные параметры моделей этих двигателей (см. табл.1), а также выражения для определения значений электрических параметров при описании электрических схем замещения КЛД-ПМ (см. рис.3).

Напряжение, подводимое к обмоткам статора двигателя после преобразователя частоты, определялось по закону регулирования $U/f = \text{const}$.

Анализируя векторные диаграммы напряжений и токов двигателей КЛД-ПМ (см. рис.5 и рис.6), отметим, что значение токов I в обмотках статора при резонансной частоте f_0 вибрационной системы меньше, чем до и после этой резонансной частоты, а значение напряжений U между заданными и расчётными значениями незначительное и составляет в пределах $\Delta U = (0,5 \div 4) \%$.

Также из векторных диаграмм видно, что при резонансной частоте $f = 24,20$ Гц сила тока для КЛД-ПМ-А $I = 2,07$ А, а для КЛД-ПМ-Р $I = 1,40$ А, то есть энергетическая эффективность двигателя КЛД-ПМ-Р на 34,4% выше, чем двигателя КЛД-ПМ-А.

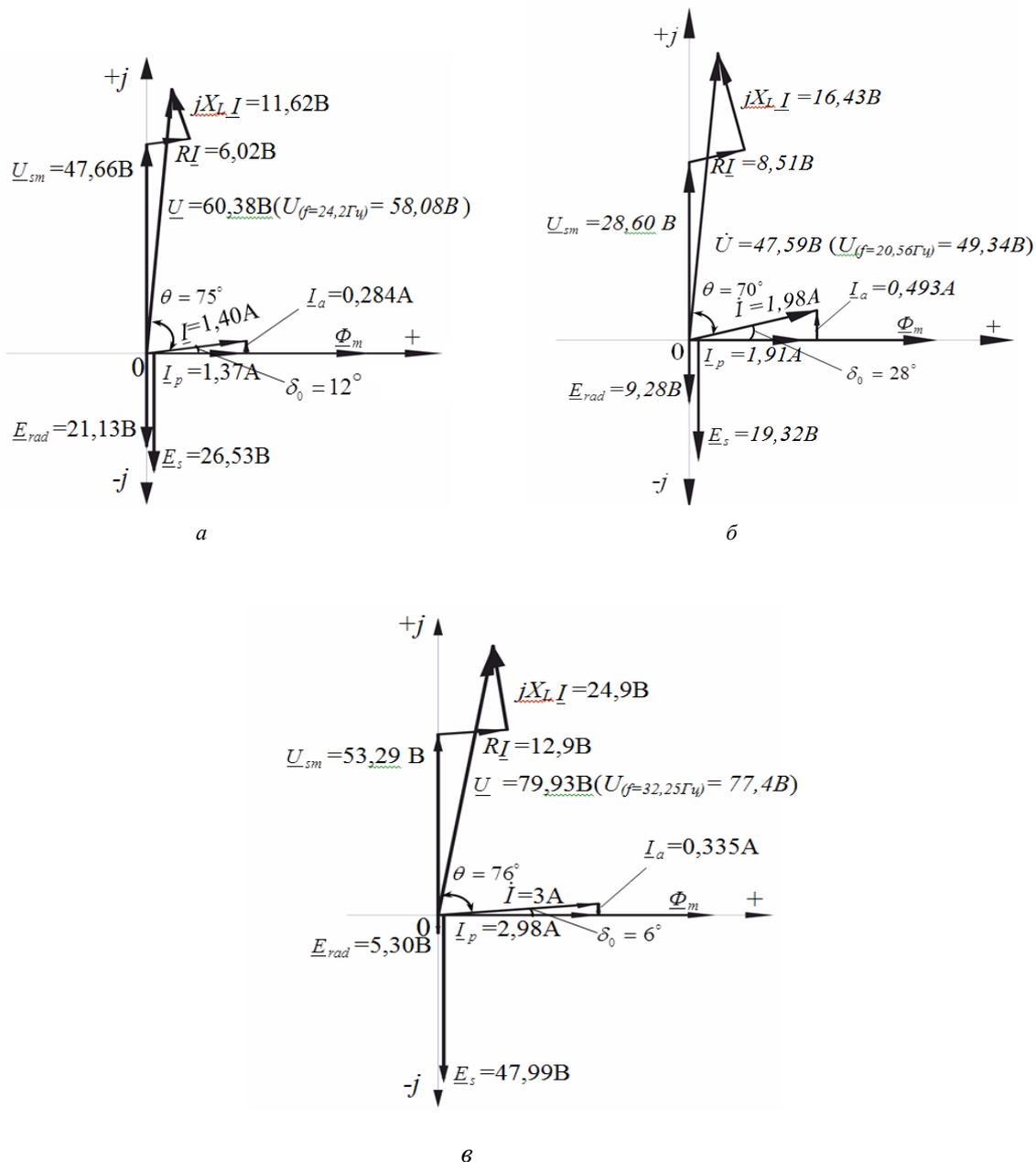


Рис. 6 – Векторные диаграммы КЛД-ПМ с радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов
 а – при резонансной частоте ($f=24,20$ Гц);
 б – до резонансной частоты ($f=20,56$ Гц);
 в – после резонансной частоты ($f=32,55$ Гц).

Выводы. Представленная модель коаксиально – линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов в виде электрической схемы замещения и проведенный сравнительный анализ векторных диаграмм напряжений и токов при резонансной, до и после резонансной частоты позволяет характеризовать энергетические параметры и рабочие характеристики при различных частотах работы вибрационных систем, а также определить эффективность применения КЛД-ПМ-Р по сравнению с КЛД-ПМ-А.

Список литературы: 1. Бондар Р.П. Энергетичні характеристики вібратора з приводом від лінійного двигуна з неявнополюсним ярком. / Р.П. Бондар // Електротехніка і електромеханіка. Національний технічний університет «ХПІ». Харків, 2014. №5. – С. 19 – 24. 2. Голенков Г.М. Моделирование работы коаксиально - линейных двигателей с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов при динамическом режиме. / Г.М. Голенков, М. Аббасян // Електротехніка і електромеханіка. Харків. – 2014. – №6. – С. 21 – 29. 3. Ионкин П.А и др., Теоретические основы электротехники: [учебник для студентов электромеханических, энергетических и радиотехнических вузов и факультетов.] / П.А. Ионкин, Н.А. Мельников, А.И. Даревицкий. – М.: Издательство «высшая школа», 1965. – 735 с., ил. 4. Кацман М.М. Расчет и конструирование электрических машин: [Учеб. пособие для техникумов].- М.: Энергоатомиздат, 1984. – 360 с., ил. 5. Патент № 57743, Україна, МПК(2011.01), E02D 7/00, E02D 7/18(2006.01), E02D 7/20(2006.01). Вибробуджувач // Богаєнко М.В,

Голенков Г.М, Голуб В.П, Попков В.С, Сидора А.М, Срібний В.О // Індивідуальна власність – 2011. – № 5. 6. Патент № 93168, Україна, МПК (2011.01), H02K 33/00, H02K 41/025. Лінійний електродвигун зворотно – поступального руху // Барабаш В.А, Богаєнко М.В, Голенков Г.М, Голуб В.П, Попков В.С // Індивідуальна власність – 2011. – № 1.7. Хитерер М.Я. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения: [учебное пособие по специальности «Электромеханика», «Электропривод и автоматика»] / М.Я. Хитерер, И.Е. Овчинников. - Санкт-Петербург: Издательство «Корона принт», 2004. – 368 с., ил.

Bibliography (transliterated): 1. Bondar, R.P. "Energetychni charakterystyky vibratora z pryvodom vid liniynogo dvyguna z neyavnopolyusnym yakrom." *Elektrotehnika i elektromekhanika*. No. 5. Kharkiv: NTU «KhPI», 2014. 19–24. Print. 2. Golenkov, G.M., and Abbasian M. "Modelirovanie raboty koaksial'no-linejnyh dvigatelej s aksial'nym i radial'nym napravlenijami namagnichivaniya postojannyh magnitov pri dinamicheskom rezhime." *Elektrotehnika i elektromekhanika*. No. 6. Kharkiv: NTU «KhPI», 2014. 21–29. Print. 3. Ionkin, P.A, et al., "Teoreticheskie osnovy jelektrotehniki". Moskva: Vysshaja shkola, 1965. Print. 4. Kacman, M.M., "Raschet i konstruirovaniye jelektricheskikh mashin". Moskva: Jenergoatomizdat, 1984. Print. 5. Bogayenko, M.V, et al. "Vibrozbudzhuvach". Vol. E02D 7/00, E02D 7/18 (2006.01), E02D 7/20 (2006.01). Patent No. 57743. Ukrayina. 2011. Print. 6. Barabash, V.A, et al. "Liniyniy elektrodvyygun zvorotno-postupalnogo ruhu". Vol. H02K 33/00, H02K 41/025. Patent No. 93168. Ukrayina. 2011. Print. 7. Hiterer, M.Ja., and I.E. Ovchinnikov "Sinhronnye jelektricheskije mashiny vozvratno-postupatel'nogo dvizhenija". Sankt-Peterburg: Korona print, 2004. Print.

«Сведения об авторах / About the Authors»

Голенков Геннадий Михайлович – кандидат технических наук, доцент, Киевский национальный университет строительства и архитектуры, доцент кафедры электротехники и электропривода; тел.: (095) 488-50-31; e mail: gennadiymikhaylovich@mail.ua.

Golenkov Gennadij Mihajlovich – candidate of technical sciences, Docent, Kyiv National University of Construction and Architecture, associate professor of the Department of Electrical Engineering and electromechanic; tel.: (095) 488-50-31; e mail: gennadiymikhaylovich@mail.ua.

Аббасян Мохсен – Киевский национальный университет строительства и архитектуры, аспирант кафедры электротехники и электропривода; тел.: (093) 898-14-98; e mail: mohsenabbasian1978@gmail.com.

Abbasian Mohsen – Kyiv National University of Construction and Architecture, Postgraduate Student at the Department of electrical and electric; tel.: (093) 898-14-98; e mail: mohsenabbasian1978@gmail.com.

УДК 621.313.17

В. В. ГРЕБЕНИКОВ, М. В. ПРЬЙМАК

ВЛИЯНИЕ ВЫСОТЫ ПАЗОВ СТАТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В статье приведены результаты численного исследования влияния высоты пазов статора на характеристики электрических машин с постоянными магнитами. Показано, что при неизменных размерах ротора путем увеличения высоты пазов статора можно существенно повысить значение электромагнитного момента и мощности в генераторном режиме. Найден оптимум высоты пазов статора, при котором удельный показатель по моменту на единицу активной массы будет максимальным.

Ключевые слова: постоянные магниты, высота паза статора, электромагнитный момент, генераторный режим.

Введение. Электрические машины с постоянными магнитами (ПМ) находят широкое применение в различных областях техники, например, в электромобилях, электрогенераторах для ветроустановок малой и средней мощности. Связано это с тем, что современные ПМ на основе соединения неодим-железо-бор имеют температурную стабильность при нагреве до 160 -200°C и весьма высокие энергетические характеристики, что позволяет получить больший удельный момент по сравнению с электрическими машинами традиционной конструкции. С целью удешевления производства электрических машин с постоянными магнитами можно использовать зубцово-пазовый статор асинхронного двигателя, в котором короткозамкнутый ротор заменяется на ротор с ПМ тангенциальной либо радиальной намагниченности [1-3]. Однако МДС постоянных магнитов существенно превышает МДС обмоток статора, поэтому можно предположить, что пазовое рассеяние будет проявляться в меньшей степени, чем у традиционных электрических машин и высота пазов статора может быть увеличена в несколько раз до определенного значения. Критерием при этом может быть, например, удельный показатель

по среднему электромагнитному моменту на единицу активной массы.

Анализ основных достижений. В научной литературе, посвященной разработке машин с ПМ, исследовано влияние конфигурации магнитной системы на характеристики электрических машин. Наибольшее число публикаций посвящено влиянию конфигурации ротора с ПМ на электромагнитный момент электрической машины [4-5]. Однако исследованию влияния высоты пазов статора на характеристики электрической машины не уделено достаточно внимания. Современные программные пакеты позволяют с достаточной степенью достоверности моделировать и рассчитывать характеристики электрической машин с ПМ любой сколь угодно сложной конфигурации магнитной системы. В данной работе на основе лицензионного программного пакета INFOLYTICA выполнено исследование влияния высоты пазов статора на величину электромагнитного момента и на характеристики электрической машины в генераторном режиме, а также произведена оценка пазового рассеяния в зависимости от высоты паза.

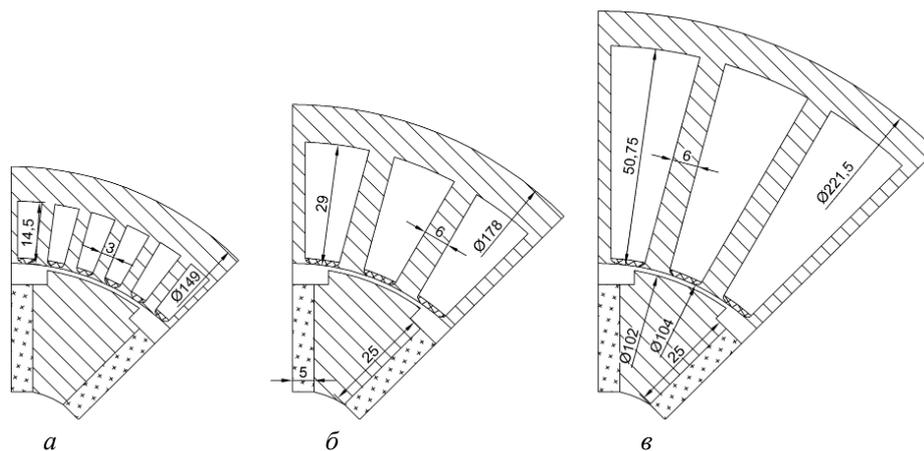


Рис. 1 – Эскизы магнитной системы электрической машины с различной высотой паза:
 а – базовая модель статора; б – высота паза статора в 2 раза больше, чем в базовой модели статора;
 в – высота паза статора в 3,5 раза больше, чем в базовой модели статора.

Цель исследований. Исследование влияния высоты пазов статора на характеристики электрической машины с ПМ и определение оптимальной высоты пазов, при которой достигается максимальное значение

удельного показателя по моменту на единицу массы, а также расчет и сравнение характеристик в генераторном режиме для базового варианта на основе статора асинхронного электродвигателя АИР90L8 и

© В. В. Гребеников, М. В. Прыймак, 2015

статора с оптимальным значение высоты пазов статора.

Материал исследований. Для достижения поставленной цели в работе исследовано несколько моделей электрических машин с ПМ. В базовой модели статор по размерам идентичен со статором асинхронного двигателя АИР90L8 (рис. 1 а), с внешним диаметром – $D_a = 149$ мм, внутренним диаметром статора – $D_i = 104$ мм, числом пазов $Z = 48$ и высотой пазов $h = 14,5$ мм, длиной активной части сердечника – $l_{Fe} = 100$ мм. Величина воздушного зазора между статором и ротором равна $\delta = 1$ мм. Во всех исследуемых моделях ротор имеет неизменную конфигурацию и размеры, количество ПМ в роторе – 8, размеры магнитов – $10 \times 25 \times 100$ мм, масса одного магнита – $m = 187,5$ гр., масса восьми магнитов – $m_{ПМ} = 1,5$ кг.

В данных исследованиях использована конфигурация магнитной системы ротора (рис. 2), в которой ПМ имеют тангенциальную намагниченность и между магнитами 1 располагаются ферромагнитные полюса (концентраторы) 2. Для уменьшения пульсаций электромагнитного момента в роторе выполнен скос полюсов. Скос полюсов выполняется на величину зубцового деления t_z статора [3].

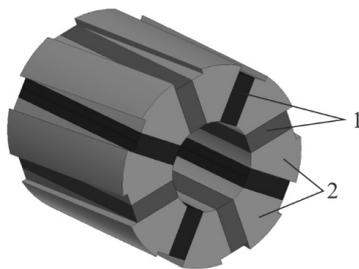


Рис. 2 – Фрагмент ротора

При исследовании влияния конфигурации магнитной системы на величину электромагнитного момента варьировалась высота пазов статора h . В модели, приведенной на рис. 1 б высота паза статора вдвое больше, чем в базовой и составляет $h = 29$ мм, в модели на рис. 1 в, $h = 50,75$ мм, т.е. в 3,5 раза больше, чем в базовой. В моделях с увеличенной высотой пазов количество пазов уменьшено вдвое для обеспечения механической прочности статора и равно $Z = 24$, толщина зубцов при этом вдвое больше, чем у базовой и равна $b_{ds} = 6$ мм. Как показали предыдущие исследования, при моделировании электрических машин со скосом полюсов можно выполнять расчеты в двухмерной постановке по нескольким сечениям, поскольку в трехмерной постановке требуются существенные затраты времени на подготовку исходной модели и затраты машинного времени непосредственно на расчеты, при этом значение электромагнитного момента в трехмерной модели меньше в среднем на 10%, чем в двухмерной [3].

Во всех расчетах остаточная индукция ПМ принята равной $B_r = 1,0$ Тл, магнитопровод статора – сталь СТ2211 (с учетом нелинейности кривой намагничивания стали); магнитопровод ротора – конструк-

ционная сталь СТ20 (с учетом нелинейности кривой намагничивания стали); вал ротора выполнен из немагнитного материала с магнитной проницаемостью – $\mu_0 = 1$; плотность тока в обмотках при моделировании магнитостатики задана равной $J = 5,0$ А/мм², а коэффициент заполнения паза медью принят равным $k_3 = 0,5$.

Результаты исследований. На рис. 3 для трех моделей показано распределение магнитного поля в сечении на расстоянии $1/2 \cdot l_{Fe}$ от переднего края активной части электрической машины при ориентации ротора по оси d . В этом положении ротора относительно статора поле, создаваемое ПМ направлено согласно с полем, создаваемым включенными фазами статора, фазы включены следующим образом А(+), В(-), С(0). По результатам моделирования распределения магнитного поля для трех моделей можно отметить следующее: спинка статора для всех трех моделей не насыщается, так как величина воздушного зазора равна $\delta_0 = 1$ мм, существенных потоков рассеивания не наблюдается.

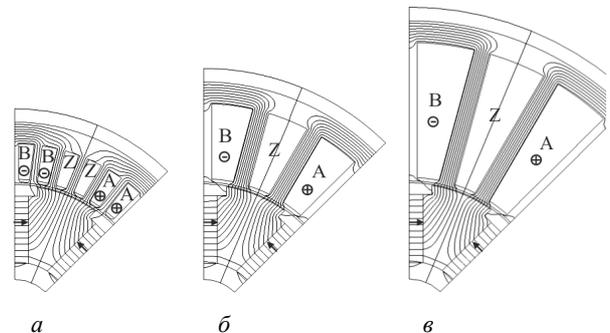


Рис. 3 – Картина магнитного потока в сечении магнитопроводов с различной высотой паза:

а – $h = 14,5$ мм; б – $h = 29$ мм; в – $h = 50,75$ мм.

Для определения пазового рассеяния были проведены дополнительные исследования. На рис. 4 приведены значения потока, проходящего через $1/8$ статора, для двух моделей с высотой паза $h = 14,5$ мм и $h = 50,75$ мм. Для каждой из моделей значение потока рассчитывалось в пяти точках по высоте паза. На рис. 4 на оси абсцисс приведено значение высоты паза в относительных единицах, при этом начало оси (значение 0) соответствует сечению для потока у основания паза, а значение 1 соответствует сечению для полной высоты паза.

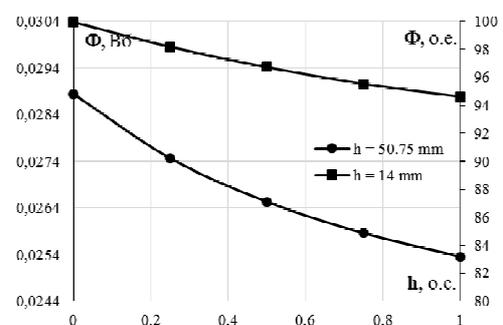


Рис. 4 – Распределение потока по высоте паза

Анализируя результаты, приведенные на рис. 4, следует отметить, что для статора с высотой пазов,

равной $h = 14,5$ мм наблюдается незначительное пазовое рассеяние по его высоте, примерно 5% (на рис. 4 справа приведено значение потока в относительных единицах). Однако и для высоты паза, равной $h = 50,75$ мм величина пазового рассеяния не является значительной и составляет примерно 15%.

Для определения влияния количества пазов статора на величину момента были проведены расчеты зависимости электромагнитного момента от угла поворота ротора. Для всех моделей расчеты проводились в двухмерной постановке следующим образом. Для каждой из исследуемых электрических машин рассчитывались три двухмерных модели со скосом полюсов на роторе: в сечении на расстоянии $1/6 \cdot I_{Fe}$ от переднего края активной части магнитной системы; на расстоянии $1/2 \cdot I_{Fe}$; на расстоянии $5/6 \cdot I_{Fe}$ от переднего края активной части. Аксиальная длина каждой модели равна $1/3$ аксиальной длины расчетной модели. Суммарный электромагнитный момент определяется как сумма моментов трех моделей [3].

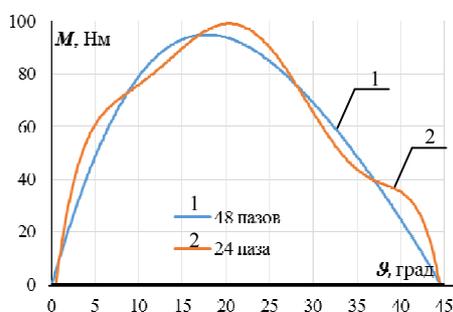


Рис. 5 – Зависимость электромагнитного момента от угла поворота ротора для высоты пазов статора $h = 50,75$ мм

На рис. 5 приведены зависимости электромагнитного момента от угла поворота ротора для моделей с числом пазов равным $Z = 24$ и $Z = 48$ при высоте пазов $h = 50,75$ мм. Суммарная площадь поперечного сечения пазов для этих двух моделей одинакова. Электромагнитный момент для 8-ми полюсных электрических машин имеет период 45° и соответственно два нулевых значения: в положении устойчивого магнитного равновесия – ось d (это положение принято за начальное – $\theta = 0^\circ$), второе нулевое значение момента находится в положении неустойчивого магнитного равновесия – ось q ($\theta = 45^\circ$ геометрических градусов).

Сравнивая график момента для моделей с числом пазов $Z = 48$ и $Z = 24$, следует отметить, что расхождения в значении электромагнитного момента не существенны. Значения среднего электромагнитного момента для зоны коммутации отличаются менее, чем на 1%. Поэтому для электрической машины с ПМ и числом полюсов на роторе равном $p_r = 8$ следует рекомендовать зубцово-пазовую конфигурацию статора с числом пазов равным $Z = 24$, что позволяет увеличить ширину зубца и тем самым механическую прочность ротора.

В программном комплексе INFOLYTICA были проведены расчеты для моделей с различной высотой паза, при этом базовая модель имеет число пазов, равное $Z = 48$, все остальные модели имеют число пазов

равное $Z = 24$. На рис. 6 приведены зависимости электромагнитного момента от угла поворота ротора для нескольких значений высоты пазов статора.

Результаты численных исследований иллюстрируют, что изменение высоты пазов статора при неизменной конфигурации ротора существенно влияют на значение электромагнитного момента. При анализе моментных характеристик определялись значения среднего M_{cp} электромагнитного момента. Эти значения определялись для зоны коммутации, которая для 8-ми полюсного ротора равна 15° геометрических градусов (от 15° до 30° на рис. 6). Для исследуемых электрических машин получены следующие значения среднего электромагнитного момента: $M_{cp(14,5)} = 20,5$ Н·м, $M_{cp(29)} = 47$ Н·м, $M_{cp(43,5)} = 77$ Н·м, $M_{cp(50,75)} = 88$ Н·м, $M_{cp(58)} = 97$ Н·м.

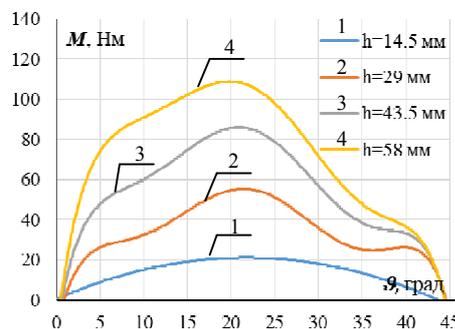


Рис. 6 – Зависимость электромагнитного момента от угла поворота ротора для различной высоты пазов статора

Таким образом, при увеличении высоты пазов пропорционально возрастает значение электромагнитного момента. Чтобы оценить электрические машины с различной высотой паза был использован удельный показатель по среднему электромагнитному моменту на единицу активной массы $M_{em} = M_{cp}/m$. Активная масса статора определялась с учетом массы лобовых частей обмоток. На рис. 7 приведена зависимость среднего электромагнитного момента на единицу активной массы от высоты пазов исследуемых электрических машин.

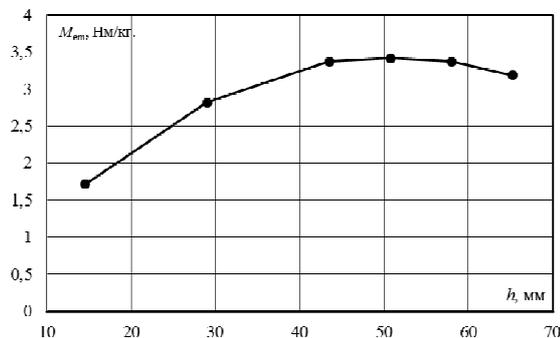


Рис. 7 – Зависимость среднего электромагнитного момента на единицу активной массы от высоты пазов.

Анализируя график, приведенный на рис. 7, следует отметить, что при низменной конфигурации и размерах ротора высота пазов статора может быть существенно увеличена по сравнению с базовой моделью электрической машины, выполненной на основе

железа статора асинхронного двигателя АИР90L8. Определено существование оптимума, при котором достигается максимум удельного электромагнитного момента на единицу активной массы. Этот оптимум достигается при высоте пазов равной $h = 50,75$ мм, т.е. в 3,5 раза больше, чем у базового варианта.

Следует подчеркнуть, что значение среднего электромагнитного момента для оптимального варианта больше в 4.3 раза по сравнению с базовым вариантом, при этом площадь поперечного сечения пазов для оптимального варианта больше по сравнению с базовым в 5,6 раза.

В работе также проведены исследования электрической машины в режиме генератора. В настоящее время для утилизации ветровой энергии используются ветроэнергетические установки с вертикальной осью вращения ветроротора. При этом, если в ветроустановке с вертикальной осью вращения применить механизм управления положением лопастями, то можно получить существенно больший КПД преобразования энергии ветра. Результаты испытаний такого ветроротора показали, что в диапазоне скорости ветра (6-12 м/сек), частота вращения ротора составляет 120÷300 об/мин, а генерируемая при этом мощность – $P = 300\div 1000$ Вт [6]. Для ветроротора с вертикальной осью вращения и управляемыми лопастями был разработан и изготовлен электрогенератор, в котором был использован статор асинхронного двигателя АИР90L8, а ротор выполнен со скосом полюсов для уменьшения пульсаций электромагнитного момента (рис. 2). В роторе установлены восемь магнитов, размеры которых следующие: $10\times 25\times 100$ мм, т.е. это базовая модель по рис. 1а.

Моделирование динамических характеристик при работе электрогенератора на активную нагрузку произведено с помощью пакета INFOLYTICA. На рис. 8 приведены зависимости мощности электрогенератора, полученные экспериментальным и численным путем при работе генератора на активную нагрузку, равную $R_H = 57$ Ом. Обмотки генератора соединены в «звезду». Выводы обмоток подключены к трехфазному выпрямителю (схема Ларионова).

Следует отметить, что расхождение между расчетными и экспериментальными значениями не превышает 10% как для результатов, приведенных на рис. 8, так и для других значений активной нагрузки, которая варьировалась в диапазоне $R_H = 7\div 100$ Ом.

Моделирование характеристик при работе электрогенератора на активную нагрузку выполнено и для модели с высотой пазов $h = 50,75$ мм. Следует отметить, что в базовой модели число витков в пазах равно $W = 58$, такое же число витков задавалось и в модели с высотой пазов $h = 50,75$ мм.

В расчетах и эксперименте при неизменной нагрузке изменялась частота вращения ротора. Чтобы корректно сравнивать результаты моделирования с различной высотой пазов на рис. 9 приведены зависимости мощности в нагрузке от плотности тока в фазах.

Для базовой модели с высотой паза $h = 14,5$ мм наблюдается хорошее совпадение между расчетными и экспериментальными значениями. Для электрогене-

ратора с оптимальной высотой пазов, равной $h = 50,75$ мм, генерируемая мощность примерно в 4 раза больше по сравнению с базовой моделью, высота пазов у которой равна $h = 14,5$ мм.

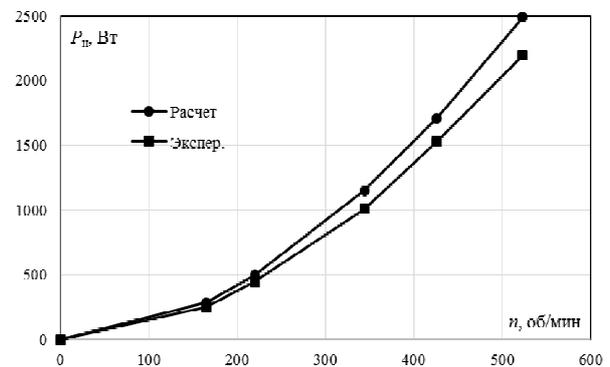


Рис. 8 – Зависимость мощности в нагрузке от частоты вращения

Таким образом разработанные компьютерные модели электрических машин с ПМ и зубчопазовым статором позволяют определять оптимальную геометрию магнитной системы, при которой достигается максимум удельного электромагнитного момента на единицу активной массы и рассчитать характеристики при работе электрогенератора на активную нагрузку.

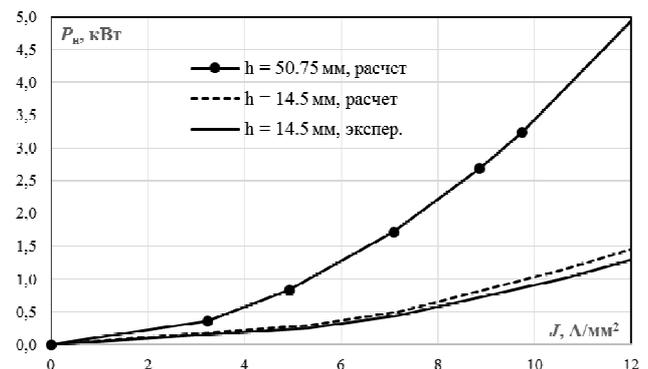


Рис. 9 – Зависимость генерируемой мощности от плотности тока в обмотках

Выводы.

1. Исследовано влияние высоты пазов статора на характеристики электрической машины с постоянными магнитами тангенциальной намагниченности на роторе, а также выполнена оценка пазового рассеяния в зависимости от высоты пазов.

2. Определено оптимальное значение высоты пазов статора, при котором достигается максимум удельного электромагнитного момента на единицу активной массы. Этот оптимум достигается при высоте пазов в 3,5 раза больше по сравнению с базовым вариантом, т.е. при высоте пазов равно $h = 50,75$ мм.

3. Проведены сравнения расчетных и экспериментальных зависимостей электрогенератора для ветроустановки с вертикальной осью вращения и управляемыми лопастями. Среднее отклонение между экспериментальными и расчетными зависимостями не превышает 10%.

4. Сравнение расчетных зависимостей для электрогенератора с различной высотой пазов и неизменными размерами ротора показало, что для генератора с увеличенной в 3,5 раза высотой пазов наблюдается увеличение генерируемой мощности примерно в 4 раза при работе электрогенератора на активную нагрузку.

Список литературы: 1. Радимов И.Н. Разработка вентильных двигателей с постоянными магнитами на базе штампа статора реактивной машины / И.Н. Радимов, В.В. Рымица, М.В. Гульий, З.П. Процына, Чан Тхи Тху Хьонг // *Електротехніка і електромеханіка*. №1 – 2008. – С. 41–44. 2. Гребеников В.В. Способы уменьшения пульсаций электромагнитного момента в электрических машинах с постоянными магнитами радиальной намагниченности / В.В. Гребеников, М.В. Прыймак // *Гідроенергетика України*. – 2014. – № 2-3. – С. 62-67. 3. Гребеников В.В. Способы уменьшения пульсаций электромагнитного момента в электрических машинах с постоянными магнитами тангенциальной намагниченности / В.В. Гребеников, М.В. Прыймак // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*: зб. наук. пр. Вип. 38'2014. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. — 2014. – С. 69 – 78. 4. Gieras J.F. Permanent magnet motor technology / J.F. Gieras, M. Wing // New York: Marcel Dekker Inc., 2002. – 590 p. 5. Bianchi N. High performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter / N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto // *IEEE Trans. on Industry Applications*.

tions. – 2001. – Vol. 37. – No. 5. – P. 1348–1355. 6. V. Grebenikov. A wind turbine of new type. / V. Grebenikov, V. Kavan, P. Szymczak, M. Pryjmak // *Maszyny elektryczne. – Zeszyty Problemowe*. - 2015. – № 02 – С. 269-274.

Bibliography (transliterated): 1. Radimov, I. N., et al. "Razrabotka ventil'nyh dvigatelej s postojannymi magnitami na baze shtampa statora reaktivnoj mashiny." *Elektrotehnika i elektromehanika* 1 (2008): 41–44. Print. 2. Grebenikov, V. V., and M. V. Pryjmak. "Sposoby umen'shenija pul'sacij jelektromagnitnogo momenta v jelektricheskix mashinah s postojannymi magnitami radial'noj namagnichennosti." *Gidroenergetika Ukraïni* 2–3 (2014): 62–67. Print. 3. Grebenikov, V. V., and M. V. Pryjmak. "Sposoby umen'shenija pul'sacij jelektromagnitnogo momenta v jelektricheskix mashinah s postojannymi magnitami tangencial'noj namagnichennosti." *Visnyk NTU «KhPI»*. Ser.: *Elektrichni mashini ta elektromehaniczne peretvorennya energii*. No. 38 (1081). Kharkov: NTU "KPI", 2014. 69–78. Print. 4. Gieras, J.F., and M. Wing *Permanent magnet motor technology* New York: Marcel Dekker Inc., 2002. Print. 5. Bianchi, N., Bolognani, S. and M. Zigliotto "High performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter." *IEEE Trans. on Industry Applications* Vol. 37. No. 5. 2001. 1348–1355. Print. 6. Grebenikov, V. "A wind turbine of new type." *Maszyny elektryczne. Zeszyty Problemowe* No. 02. 2015. 269–274. Print.

Поступила (received) 01.07.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Гребеников Виктор Владимирович – доктор технических наук, ведущий научный сотрудник, Институт электродинамики национальной академии наук Украины, e-mail: elm1153@gmail.com

Grebenikov Viktor Vladimirovich – Doctor of Technical Sciences, Leading Researcher, the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, e-mail: elm1153@gmail.com

Прыймак Максим Васильевич – Инженер 1 категории, Институт электродинамики национальной академии наук Украины, e-mail: maksim.prv@gmail.com

Pryjmak Maxim Vasilevich – engineer 1 category, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, e-mail: maksim.prv@gmail.com

УДК 681.3:519.711.3:517.958:621.313

А. В. ЖИЛЬЦОВ, Д. С. СОРОКІН

ЧИСЕЛЬНИЙ РОЗВ'ЯЗОК РІВНЯНЬ ДИНАМІКИ КОАКСІАЛЬНО-ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

На основі вісесиметричної інтегро-диференційної математичної моделі коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами розроблено алгоритм сумісного чисельного розв'язку нестационарної електромеханічної задачі з розрахунку вихрових струмів в масивних провідниках, його динамічних та енергетичних характеристик.

Ключові слова: коаксіально-лінійний двигун, постійні магніти, нестационарний процес, метод інтегральних рівнянь, вихрові струми

Вступ. Головною особливістю режимів роботи лінійних двигунів є неможливість одночасного використання всіх контурів вторинної обмотки системи (обмотки статора). Це призводить до появи перехідних процесів у первинних та вторинних контурах на протязі всього робочого циклу двигуна і, як наслідок, збільшення втрат у крайових зонах магнітопроводів, зменшення ККД та коефіцієнта потужності.

Електромеханічні процеси, які протікають в коаксіально-лінійному двигуні після підключення його статорної обмотки до мережі, описуються складними системами інтегро-диференційних рівнянь (інтегральними за просторовими змінними, диференційними за часом) [1,5] розв'язок яких можливий лише чисельними методами [6].

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.

При розробці конструкцій лінійних електричних машин і режимів їх роботи важливу роль відіграє математичне моделювання впливу технологічних і конструктивних параметрів електротехнічних пристроїв на зв'язані електромагнітні і механічні процеси, що протікають в них. 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:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta}, \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \operatorname{div} \vec{B} = 0, \operatorname{div} \vec{\delta} = 0, \vec{B} = \mu \vec{H},$$

$$\vec{\delta} = \gamma (\vec{E} + [\vec{V}, \vec{B}]), \quad (1)$$

$$m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} = \vec{F}_e + \vec{F}_{em} + m \vec{g} + \vec{F}_s + \vec{F}_d. \quad (2)$$

$$\frac{d\vec{r}}{dt} = \vec{V}. \quad (3)$$

Тут \vec{E} – напруженість електричного поля, В/м; \vec{H} – напруженість магнітного поля, А/м; \vec{B} – магнітна індукція, Тл; $\vec{\delta}$ – густина струму, А/м³; γ – питома провідність, См/м; μ – абсолютна магнітна проникність середовища, Гн/м; \vec{V} – швидкість руху якоря, м/с; m – маса якоря, кг; \vec{g} – прискорення вільного падіння, 9,81 м/с²; \vec{r} – радіус-вектор положення яко-

ря, м; t – час, с; \vec{F}_e – сила пружності пружин, до яких прикріплено якір лінійного двигуна, Н; k – коефіцієнт жорсткості пружин, Н/м; \vec{F}_{em} – сила, що діє на якір з боку електромагнітного поля, Н; \vec{F}_s – зовнішня сила, що діє на якір (навантаження на двигун), Н; $\vec{F}_d = -\alpha \vec{V}$ – демпферна сила, Н; α – коефіцієнт демпфування, кг/с.

В роботі [8] описано розрахунок перехідних процесів в магнітофугальних двигунах. Розглянуті електромагнітні процеси в лінійних двигунах, конструкція яких має осьову симетрію.

В роботі [7] наведено варіант чисельного алгоритму розв'язання рівнянь динаміки магнітофугального двигуна. Обґрунтовано доцільність використання методу накладань для розв'язання рівнянь. При цьому результуюче поле двигуна представляється як сума полів, створених окремими елементами конструкції.

В роботі [6] проведено аналіз електромагнітних процесів у коаксіально-лінійному двигуні особливостями конструкції якого є трифазна обмотка статора, з'єднання котушок відбувається за схемою з'єднання асинхронного двигуна.

В роботі [3] розглянуто конструкцію двигуна з обмотками змінного струму на статорі та обмотками постійного струму на якорі. Розроблено математичну модель електромеханічного процесу в коаксіально-лінійному двигуні з допущенням, що магнітопровід виконано шихтованим.

Метою дослідження є розробка алгоритму чисельного рішення нестационарної електромеханічної задачі та дослідження за його допомогою режимів роботи коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами.

Постановка задачі. На рис. 1 зображена спрощена схема коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами, який складається з співвісно розташованих кільцевих котушок D_{w2} , постійних магнітів D_w та тороїдальних сталевих тіл D_1, D_2, D_3 [0, 0] з заданою питомою провідністю $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$. Якір двигуна складається з масивного неферомагнітного провідного осердя D_1 , феромагнітних провідних кілець D_2 з абсолютною магнітною проникністю μ_2 та зустрічно намагнічених вздовж вісі Oz постійних магнітів D_w з намагніченістю \vec{J} та закріплено

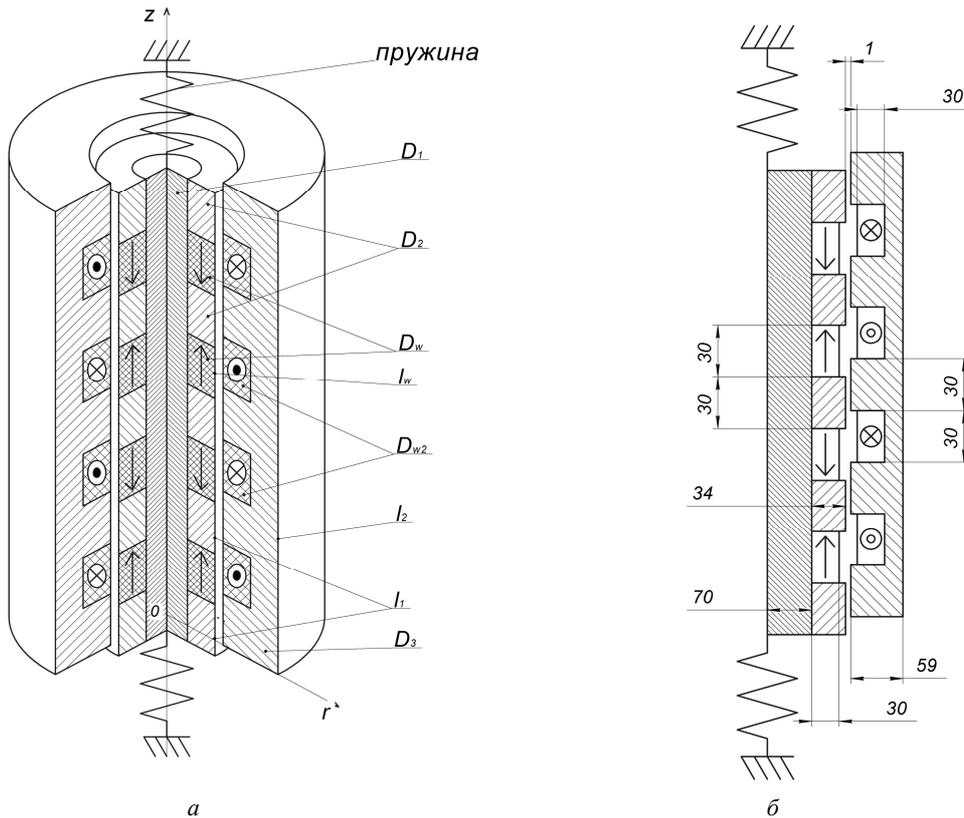


Рис. 1 – Коаксально-лінійний двигун з постійними магнітами:
 а – спрощена схема; б – меридіанний переріз.

пружинами з жорсткістю k . Статор виконано з масивного феромагнітного провідника D_3 з абсолютною магнітною проникністю μ_3 та розміщених в ньому котушок D_{w2} , які живляться від перетворювача частоти з напругою $u_2 = u_2(t)$ або від джерела струму зі струмом $i_{w2}(t)$.

Вісь магнітної системи суміщається з віссю z циліндричної системи координат (r, α, z) .

Розрахунок осесиметричного поля достатньо виконати, як відомо, в меридіанній площині $\alpha = const$, оскільки в інших площинах воно буде ідентичним.

В загальному вигляді система інтегродиференціальних рівнянь для розрахунку густини вихрових струмів в масивних провідниках та струмів намагніченості на границях магнітопроводів має вид [1,5]:

$$\begin{aligned} \sigma(Q,t) + \frac{\chi}{\pi} \int_l \sigma(M,t) P(Q,M) dl_M + \\ + \frac{\mu}{\mu_0} \frac{\chi}{\pi} \int_D \delta(M,t) P(Q,M) ds_M = \\ = - \frac{\chi}{\pi} \int_{l_w} J(M) P(Q,M) dl_M - \\ - \frac{\chi}{\pi} \int_{D_{w2}} \delta_{w2}(M,t) P(Q,M) ds_M \end{aligned} \quad Q \in l = l_1 + l_2 \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \int_l \sigma(M,t) T(Q,M) dl_M + \\ + \frac{\delta(Q,t)}{\gamma \lambda} + \frac{\mu}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} \int_D \delta(M,t) T(Q,M) ds_M = \\ = - \frac{\partial}{\partial t} \int_{D_{w2}} \delta_{w2}(M,t) T(Q,M) ds_M + \Phi(Q,t) \end{aligned} \quad Q \in D = D_1 + D_2 + D_3, \quad (4)$$

$$\delta(Q,0) = \delta^{(0)}(Q), \quad \delta_w(Q,0) = \delta_w^{(0)}(Q),$$

$$\sigma(M,0) = \sigma^{(0)}(M), \quad (5)$$

де $\sigma(Q,t)$ – миттєве значення густини простого шару струмів намагнічування в точці Q границі феромагнітних тіл $l = l_1 + l_2$;

l_1 – границя феромагнітних масивних кілець якоря,

l_2 – границя феромагнітного масивного статора (рис. 1, б);

$\delta(Q,t)$ – миттєве значення густини вихрових струмів в точці Q перерізу масивних провідників $D = D_1 + D_2 + D_3$;

$\sigma(M,t)$, $\delta(M,t)$ – теж саме в точці M ;

γ – питома електропровідність матеріалів осердя, кілець та статора;

$\chi = (\mu^+ - \mu^-) / (\mu^+ + \mu^-)$, μ^+ , μ^- – абсолютна магнітна проникність матеріалів феромагнітних кілець яко-

ря та статора при наближенні до точки M відповідно зсередини та ззовні;

$$P(Q, M) = \vec{e}_z [\vec{n}_Q \times \vec{b}(Q, M)] = \\ = n_z(Q) b_r(Q, M) - n_r(Q) b_z(Q, M),$$

$$b_r(Q, M) = \frac{z_Q - z_M}{r_Q \sqrt{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ \times \left[-K(k) + \frac{r_Q^2 + r_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(r_M - r_Q)^2 + (z_Q - z_M)^2} E(k) \right],$$

$$b_z(Q, M) = \frac{1}{r_Q \sqrt{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ \times \left[K(k) + \frac{r_M^2 - r_Q^2 + (z_Q - z_M)^2}{(r_M - r_Q)^2 + (z_Q - z_M)^2} E(k) \right],$$

$$T(Q, M) = \sqrt{r_M / r_Q} f(k), \quad f(k) = \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k),$$

$$k^2 = \frac{4r_Q r_M}{(r_Q + r_M)^2 + (z_Q - z_M)^2},$$

де r_Q, z_Q, r_M, z_M – координати точок Q та M відповідно;

$K(k), E(k)$ – повні еліптичні інтеграли першого та другого роду;

$\Phi(Q, t) = \gamma [\vec{V}(Q, t) \times \vec{B}(Q, t)] \vec{e}_z$ – доданок, що відповідає за вплив швидкості руху якоря на розподіл густини вихрових струмів;

$V(Q, t)$ – швидкість руху якоря відносно статора;

$\vec{B}(Q, t)$ – магнітна індукція, що обумовлена струмами $\delta_{w2}(M, t)$ обмотки статора, вихровими струмами $\delta_2(M, t)$ в масивному статорі та струмами намагнічування $\sigma_2(M, t)$ на його границі

$$\vec{B}(Q, t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{D_{w2}} \delta_{w2}(M, t) \vec{b}(Q, M) ds_M + \\ + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{D_2} \delta_2(M, t) \vec{b}(Q, M) ds_M + \\ + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{L_2} \sigma_2(M, t) \vec{b}(Q, M) dl_M,$$

де $\delta_w^{(0)}(Q), \sigma^{(0)}(M), \delta^{(0)}(Q)$ – початкові значення густини струмів в обмотці статора, вихрових струмів та струмів намагнічування, які визначаються з докомутаційного режиму.

Розрахунок поля постійних, однорідно-намагнічених паралельно вісі Oz , магнітів можна звести до розрахунку поля від простого шару струмів з густиною $\sigma_J = [\vec{J} \times \vec{n}] \vec{e}_z$ на границі l_w постійних магнітів [11], де \vec{n} – зовнішня нормаль до границі магніту, що враховано при виводі рівняння (3).

Доповнюємо інтегро-диференційні рівняння для густини струмів (3), (4) рівняннями руху якоря з початковими умовами:

$$m \frac{dV(t)}{dt} = -2kz(t) - mg + F_{em}(t) + F_s(t) + F_o(t), \quad (6)$$

$$\frac{dz}{dt} = V(t), \quad (7)$$

$$z(0) = z^{(0)}, \quad V(0) = V^{(0)}, \quad (8)$$

де $F_{em}(t), F_s(t), F_o(t)$ – миттєві значення z -проекції електромагнітної сили, зовнішньої сили та демпферної сили;

$z(0) = z^{(0)}, V(0) = V^{(0)}$ – початкові значення координати та швидкості руху якоря.

Апроксимація системи інтегро-диференційних рівнянь. Для апроксимації за просторовими змінними використовується метод повного осереднення [9, 10, 11, 2], який має переваги перед іншими завдяки розбиттю областей на доволі великі, порівняно з вимогами інших методів, ділянки при зберіганні точності апроксимації.

Розбиваємо меридіанний переріз кожного з масивних провідників $D_m, m \in \{1, 2, 3\}$, відповідно на N_{D_m} елементарних областей $\Delta D_{mi}, i = 1, 2, \dots, N_{D_m}$, а слід l_1, l_2 від перерізу меридіанною площиною границі феромагнітних кілець якоря D_1 та статора D_2 на N_{l_1}, N_{l_2} елементарних ділянок $\Delta l_{im}, i = 1, 2, \dots, N_{l_m}, m \in \{1, 2\}$. Переріз обмотки статора D_{w2} розбиваємо на $N_{D_{w2}}$ областей, кожна з яких є переріз котушки із заданою густиною струму. Розбиваємо границю l_w постійних магнітів на N_w елементарних відрізків $\Delta l_{wi}, i = 1, 2, \dots, N_w$. Для шуканих величин використовуємо кусочно-постійну апроксимацію.

Застосовуючи метод повного осереднення, система інтегро-диференційних рівнянь (3), (4) апроксимується за просторовими змінними наступною системою рівнянь:

$$\frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 D_1} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\mu_2 \chi_1}{\mu_0 \pi} P_{L_1 D_2} \bar{\delta}_2(t) + \\ + \frac{\mu_3 \chi_1}{\mu_0 \pi} P_{L_1 D_3} \bar{\delta}_3(t) + \left(\Delta L_1 + \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_1} \right) \bar{\sigma}_1(t) + \\ + \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_2} \bar{\sigma}_2(t) = -\frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_w} \bar{\sigma}_J - \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t), \quad (9)$$

$$\frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 D_1} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\mu_2 \chi_2}{\mu_0 \pi} P_{L_2 D_2} \bar{\delta}_2(t) + \frac{\mu_3 \chi_2}{\mu_0 \pi} P_{L_2 D_3} \bar{\delta}_3(t) + \\ + \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_1} \bar{\sigma}_1(t) + \left(\Delta L_2 + \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_2} \right) \bar{\sigma}_2(t) = \\ = -\frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_w} \bar{\sigma}_J - \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t), \quad (10)$$

$$\frac{\Delta D_1}{\gamma_1 \lambda} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 D_1} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 D_2} \bar{\delta}_2(t) +$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\mu_3}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 D_3} \bar{\delta}_3(t) - \frac{\mu_3}{\mu_0} V(t) B_{r D_1 D_3} \bar{\delta}_3(t) + \\
& + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 L_1} \bar{\sigma}_1(t) + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 L_2} \bar{\sigma}_2(t) - V(t) B_{r D_1 L_2} \bar{\sigma}_2(t) = \\
& = - \frac{\partial}{\partial t} T_{D_1 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t) + V(t) B_{r D_1 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t), \quad (11)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 D_1} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\Delta D_2}{\gamma_2 \lambda} \bar{\delta}_2(t) + \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 D_2} \bar{\delta}_2(t) + \\
& + \frac{\mu_3}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 D_3} \bar{\delta}_3(t) - \frac{\mu_3}{\mu_0} V(t) B_{r D_2 D_3} \bar{\delta}_3(t) + \\
& + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 L_1} \bar{\sigma}_1(t) + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 L_2} \bar{\sigma}_2(t) - V(t) B_{r D_2 L_2} \bar{\sigma}_2(t) = \\
& = - \frac{\partial}{\partial t} T_{D_2 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t) + V(t) B_{r D_2 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t), \quad (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 D_1} \bar{\delta}_1(t) + \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 D_2} \bar{\delta}_2(t) + \frac{\Delta D_3}{\gamma_3 \lambda} \bar{\delta}_3(t) + \\
& + \frac{\mu_3}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 D_3} \bar{\delta}_3(t) + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 L_1} \bar{\sigma}_1(t) + \\
& + \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 L_2} \bar{\sigma}_2(t) = - \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 D_{w2}} \bar{\delta}_{w2}(t) - \frac{\partial}{\partial t} T_{D_3 L_w} \bar{\sigma}_J, \quad (13)
\end{aligned}$$

де $\lambda = \mu_0 / (2\pi)$; $\chi_k = (\mu_k - \mu_0) / (\mu_k + \mu_0)$, $k \in \{1, 2\}$;

$\bar{\delta}_m(t) = \|\delta_{m1}(t), \delta_{m2}(t), \dots, \delta_{mN_{D_m}}(t)\|^T$ – вектор-стовпець, елементами якого є миттєві значення густини вихрових струмів у центрі елементарної області ΔD_{mi} , $i=1, 2, \dots, N_{D_m}$, $m \in \{1, 2, 3\}$;

$$P_{L_k D_m} = \left\| \int \int_{\Delta L_{ki} \Delta D_{mj}} P(Q, M) ds_M dl_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{L_k}}, \quad j = \overline{1, N_{D_m}},$$

$k \in \{1, 2\}$, $m \in \{1, 2, 3\}$;

$$P_{L_k L_m} = \left\| \int \int_{\Delta L_{ki} \Delta L_{mj}} P(Q, M) dl_M dl_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{L_k}}, \quad j = \overline{1, N_{L_m}},$$

$k \in \{1, 2\}$, $m \in \{1, 2\}$;

$\Delta L_k = \text{diag} \|\Delta L_{k1}, \Delta L_{k2}, \dots, \Delta L_{kN_{L_k}}\|$ – діагональна матриця розмірності $N_{L_k} \times N_{L_k}$, елементами якої є довжини відрізків ΔL_{ik} , $i=1, 2, \dots, N_{L_k}$, на які розбивається границя L_k k -го феромагнітного тіла, $k \in \{1, 2\}$;

$\bar{\sigma}_m(t) = \|\sigma_{m1}(t), \sigma_{m2}(t), \dots, \sigma_{mN_{L_m}}(t)\|^T$ – вектор-стовпець, елементами якого є значення миттєвої густини струмів намагніченості в центрі елементарної ділянки ΔL_{mi} , $i=1, 2, \dots, N_{L_m}$, $m \in \{1, 2\}$;

$$P_{L_k L_w} = \left\| \int \int_{\Delta L_{ki} \Delta L_{wj}} P(Q, M) dl_M dl_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{L_k}}, \quad j = \overline{1, N_{L_w}},$$

$k \in \{1, 2\}$;

$$P_{L_k L_w} \bar{\sigma}_J = \left\| \int \int_{\Delta L_{ki} L_w} \sigma_J(M) P(Q, M) dl_M dl_Q \right\|^T, \quad i = \overline{1, 2, \dots, N_{L_k}},$$

$k \in \{1, 2\}$ – вектор-стовпець розмірності N_{L_k} , що враховує поле постійних магнітів;

$\bar{\delta}_{w2}(t) = \|\delta_{w21}(t), \delta_{w22}(t), \dots, \delta_{w2N_{D_{w2}}}(t)\|^T$ – вектор-стовпець розмірності $N_{D_{w2}}$; його компонентами є миттєві значення густини вихрових струмів на ділянках ΔD_{w2j} , $j=1, 2, \dots, N_{D_{w2}}$, на які розбивається область D_{w2} ;

$$P_{L_k D_{w2}} = \left\| \int \int_{\Delta L_{ki} \Delta D_{w2j}} P(Q, M) ds_M dl_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{L_k}},$$

$k \in \{1, 2\}$, $j = \overline{1, N_{D_{w2}}}$;

$\Delta D_k = \text{diag} \|\Delta D_{k1}, \Delta D_{k2}, \dots, \Delta D_{kN_{D_k}}\|$ – діагональна матриця розмірності $N_{D_k} \times N_{D_k}$, елементами якої є площі елементів ΔD_{ki} , $i=1, 2, \dots, N_{D_k}$, на які розбивається переріз D_k , $k \in \{1, 2, 3\}$;

$$T_{D_k D_m} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} \Delta D_{mj}} T(Q, M) ds_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{D_m}},$$

$k, m \in \{1, 2, 3\}$;

$$T_{D_k L_m} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} L_{mj}} T(Q, M) dl_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{L_m}},$$

$k \in \{1, 2, 3\}$, $m \in \{1, 2\}$;

$$T_{D_k L_w} \bar{\sigma}_J = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} L_{wj}} \bar{\sigma}_J(M) T(Q, M) dl_M ds_Q \right\|^T, \quad i = \overline{1, N_{D_k}},$$

$j = \overline{1, N_{L_w}}$, $k \in \{1, 2, 3\}$ – вектор-стовпець розмірності N_{L_k} , що враховує поле постійних магнітів;

$$T_{D_k D_{w2}} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} \Delta D_{w2j}} T(Q, M) ds_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{D_{w2}}},$$

$k \in \{1, 2, 3\}$;

$$B_{r D_k D_3} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} \Delta D_{3j}} T(Q, M) ds_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{D_3}},$$

$k \in \{1, 2\}$;

$$B_{r D_k L_2} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} \Delta L_{2j}} T(Q, M) dl_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{L_2}},$$

$k \in \{1, 2\}$;

$$B_{r D_k D_{w2}} = \left\| \int \int_{\Delta D_{ki} \Delta D_{w2j}} T(Q, M) ds_M ds_Q \right\|, \quad i = \overline{1, N_{D_k}}, \quad j = \overline{1, N_{D_{w2}}},$$

$k \in \{1, 2\}$.

Далі на часовій осі обираємо, в загальному випадку, нерівномірну сітку $t_n = n\tau$, $n=1,2,3,\dots$, τ – шаг часової сітки. Проінтегруємо рівняння (11)-(13) на відріжку часу $[t_{n-1}, t_n]$, при цьому інтеграли замінимо наступними наближеними виразами:

$$\int_{t_{n-1}}^{t_n} \bar{\delta}(t) dt = [c\bar{\delta}(t_n) + (1-c)\bar{\delta}(t_{n-1})] \tau_n, \quad (14)$$

$$\int_{t_{n-1}}^{t_n} \frac{\partial}{\partial t} T_{DD} \bar{\delta}(t) dt = T_{DD}^n \bar{\delta}(t_n) - T_{DD}^{n-1} \bar{\delta}(t_{n-1}), \quad (15)$$

де c – ваговий коефіцієнт, який приймає значення $\{0; 0,5; 1\}$. При $c=0$ та $c=1$ вираз (14) являє собою формули прямокутників (перший порядок точності), при $c=0,5$ – формули трапецій (другий порядок точності).

Система диференціальних рівнянь (9)-(13) апроксимується наступною системою алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{aligned} & \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 D_1}^n \bar{\delta}_1(t_n) + \frac{\mu_2 \chi_1}{\mu_0 \pi} P_{L_1 D_2}^{(n)} \bar{\delta}_2(t_n) + \frac{\mu_3 \chi_1}{\mu_0 \pi} P_{L_1 D_3}^{(n)} \bar{\delta}_3(t_n) + \\ & + \left(\Delta L_1 + \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_1}^{(n)} \right) \bar{\sigma}_1(t_n) + \\ & + \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_2}^{(n)} \bar{\sigma}_2(t_n) = -\frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 L_w}^{(n)} \bar{\sigma}_J - \frac{\chi_1}{\pi} P_{L_1 D_w}^{(n)} \bar{\delta}_{w2}(t_n); \quad (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 D_1}^{(n)} \bar{\delta}_1(t_n) + \frac{\mu_2 \chi_2}{\mu_0 \pi} P_{L_2 D_2}^{(n)} \bar{\delta}_2(t_n) + \frac{\mu_3 \chi_2}{\mu_0 \pi} P_{L_2 D_3}^{(n)} \bar{\delta}_3(t_n) + \\ & + \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_1}^{(n)} \bar{\sigma}_1(t_n) + \left(\Delta L_2 + \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_2}^{(n)} \right) \bar{\sigma}_2(t_n) = \\ & = -\frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 L_w}^{(n)} \bar{\sigma}_J - \frac{\chi_2}{\pi} P_{L_2 D_w}^{(n)} \bar{\delta}_{w2}(t_n); \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\Delta D_1 (1-c) \Delta t}{\gamma_1 \lambda} + T_{D_1 D_1}^{(n)} \right) \bar{\delta}_1(t_n) + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_1 D_2}^{(n)} \bar{\delta}_2(t_n) + \\ & + \left(\frac{\mu_3}{\mu_0} T_{D_1 D_3}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_1 D_3}^{(n)} \right) \bar{\delta}_3(t_n) + \\ & + T_{D_1 L_1}^{(n)} \bar{\sigma}_1(t_n) + \left(T_{D_1 L_2}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_1 L_2}^{(n)} \right) \bar{\sigma}_2(t_n) = \\ & = - \left(T_{D_1 D_w}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_1 D_w}^{(n)} \right) \bar{\delta}_{w2}(t_n) + \\ & + \left(\frac{\Delta D_1 c \Delta t}{\gamma_1 \lambda} + T_{D_1 D_1}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_1(t_{n-1}) + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_1 D_2}^{(n-1)} \bar{\delta}_2(t_{n-1}) + \\ & + \left(\frac{\mu_3}{\mu_0} T_{D_1 D_3}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) c \Delta t B_{r D_1 D_3}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_3(t_{n-1}) + T_{D_1 L_1}^{(n-1)} \bar{\sigma}_1(t_{n-1}) + \\ & + \left(T_{D_1 L_2}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) c \Delta t B_{r D_1 L_2}^{(n-1)} \right) \bar{\sigma}_2(t_{n-1}) + \\ & + \left(T_{D_1 D_w}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) c \Delta t B_{r D_1 D_w}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_{w2}(t_{n-1}); \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & T_{D_2 D_1}^{(n)} \bar{\delta}_1(t_n) + \left(\frac{\Delta D_2 (1-c) \Delta t}{\gamma_2 \lambda} + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_2 D_2}^{(n)} \right) \bar{\delta}_2(t_n) + \\ & + \left(\frac{\mu_3}{\mu_0} T_{D_2 D_3}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_2 D_3}^{(n)} \right) \bar{\delta}_3(t_n) + \\ & + T_{D_2 L_1}^{(n)} \bar{\sigma}_1(t_n) + \left(T_{D_2 L_2}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_2 L_2}^{(n)} \right) \bar{\sigma}_2(t_n) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & = - \left(T_{D_2 D_w}^{(n)} - V(t_n) (1-c) \Delta t B_{r D_2 D_w}^{(n)} \right) \bar{\delta}_{w2}(t_n) + T_{D_2 D_1}^{(n-1)} \bar{\delta}_1(t_{n-1}) + \\ & + \left(\frac{\Delta D_2 c \Delta t}{\gamma_2 \lambda} + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_2 D_2}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_2(t_{n-1}) + \\ & + \left(T_{D_2 D_3}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) (1-c) \Delta t B_{r D_2 D_3}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_3(t_{n-1}) + T_{D_2 L_1}^{(n-1)} \bar{\sigma}_1(t_{n-1}) + \\ & + \left(T_{D_2 L_2}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) (1-c) \Delta t B_{r D_2 L_2}^{(n-1)} \right) \bar{\sigma}_2(t_{n-1}) + \\ & + \left(T_{D_2 D_w}^{(n-1)} - V(t_{n-1}) (1-c) \Delta t B_{r D_2 D_w}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_{w2}(t_{n-1}); \quad (19) \\ & T_{D_3 D_1}^{(n)} \bar{\delta}_1(t_n) + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_3 D_2}^{(n)} \bar{\delta}_2(t_n) + \\ & + \left(\frac{\Delta D_3 \Delta t}{\gamma_3 \lambda} + \frac{\mu_3}{\mu_0} T_{D_3 D_3}^{(n)} \right) \bar{\delta}_3(t_n) + \\ & + T_{D_3 L_1}^{(n)} \bar{\sigma}_1(t_n) + T_{D_3 L_2}^{(n)} \bar{\sigma}_2(t_n) = \\ & = - T_{D_3 D_w}^{(n)} \bar{\delta}_{w2}(t_n) + T_{D_3 D_1}^{(n-1)} \bar{\delta}_1(t_{n-1}) + \frac{\mu_2}{\mu_0} T_{D_3 D_2}^{(n-1)} \bar{\delta}_2(t_{n-1}) + \\ & + \left(\frac{\Delta D_3 \Delta t}{\gamma_3 \lambda} + \frac{\mu_3}{\mu_0} T_{D_3 D_3}^{(n-1)} \right) \bar{\delta}_3(t_{n-1}) + \\ & + T_{D_3 L_1}^{(n-1)} \bar{\sigma}_1(t_{n-1}) + T_{D_3 L_2}^{(n-1)} \bar{\sigma}_2(t_{n-1}) - \\ & - T_{D_3 L_w}^{(n)} \bar{\sigma}_J + T_{D_3 D_1}^{(n-1)} \bar{\sigma}_J + T_{D_3 D_w}^{(n-1)} \bar{\delta}_{w2}(t_{n-1}). \quad (20) \end{aligned}$$

За допомогою методу повного осереднення [9, 10, 11, 2] та перетворень (14)-(15) система інтегродиференціальних рівнянь (3)-(4) зводиться до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (16)-(20) для густини струмів намагніченості $\bar{\sigma}(t_n)$ на границях феромагнітних тіл, та густини вихрових струмів $\bar{\delta}(t_n)$ в перерізі масивних провідників при відомих значеннях $\bar{\sigma}(t_{n-1})$ та $\bar{\delta}(t_{n-1})$, $\bar{\delta}_{w2}(t_{n-1})$.

Знаючи розподіл густини струмів можна визначити величину електромагнітної сили, що діє з боку нерухомого статора на рухомий якір [1, 4, 9].

Пошук зв'язку ускладнюється тим, що необхідно сумісно розв'язувати електромагнітну задачу з пошуку розподілу густини струмів (16)-(20) з початковими умовами (5) та електромагнітної сили, що діє на якір з боку статора, та задачу механіки з пошуку положення якоря та швидкості його руху (6)-(8).

На основі [8] розроблено алгоритм пошуку рішення нестационарної електромеханічної задачі руху якоря коаксіально-лінійного двигуна за різних режимів живлення і навантаження, блок-схему якого представлено на Рис. 2.

З блок-схеми (Рис. 2) видно, що після задавання початкових значень координати $z_{(n-1)}$, швидкості руху якоря $v_{(n-3/2)}$, сили, що діє на якір F^- та розподілу густини струмів $\delta_{(n-1)}$, на дрібній часовій сітці в момент часу t_i на інтервалі від $t_{(n-1)}$ до $t_{(n-1/2)}$ послідовно розв'язується електромагнітна задача і шукається значення сили F_i^+ що діє на якір, $i = \bar{1}, m$, m – кількість елементів розбиття інтервалу від $t_{(n-1)}$ до $t_{(n-1/2)}$.

Далі знаходиться середнє значення сили F^+ на інтервалі від $t_{(n-1)}$ до $t_{(n-1/2)}$. Знаючи F^+ та F^- - середнє значення сили на інтервалі від $t_{(n-3/2)}$ до $t_{(n-1)}$ знаходимо середнє значення сили, що діє на якір на інтервалі часу від $t_{n-1.5}$ до $t_{(n-1/2)}$, і перше наближення швидкості $v_{(n-1/2)}$.

За відомих $z_{(n-1)}$, $v_{(n-1/2)}$, $\delta_{(n-1)}$ на інтервалі від $t_{(n-1)}$ до $t_{(n-1/2)}$ послідовно розв'язується електромагні-

тна задача і шукається уточнене значення сили F_i^+ . Знаючи середнє значення сили F^+ на інтервалі від $t_{(n-1)}$ до $t_{(n-1/2)}$ знаходимо нове положення якоря $z_{(n)}$, та уточнене значення швидкості руху якоря $v_{(n-1/2)}$.

На інтервалі від $t_{(n-1/2)}$ до $t_{(n)}$ послідовно розв'язується електромагнітна задача і шукається значення сили F_i^- , за яким знаходиться середнє значення F^- .

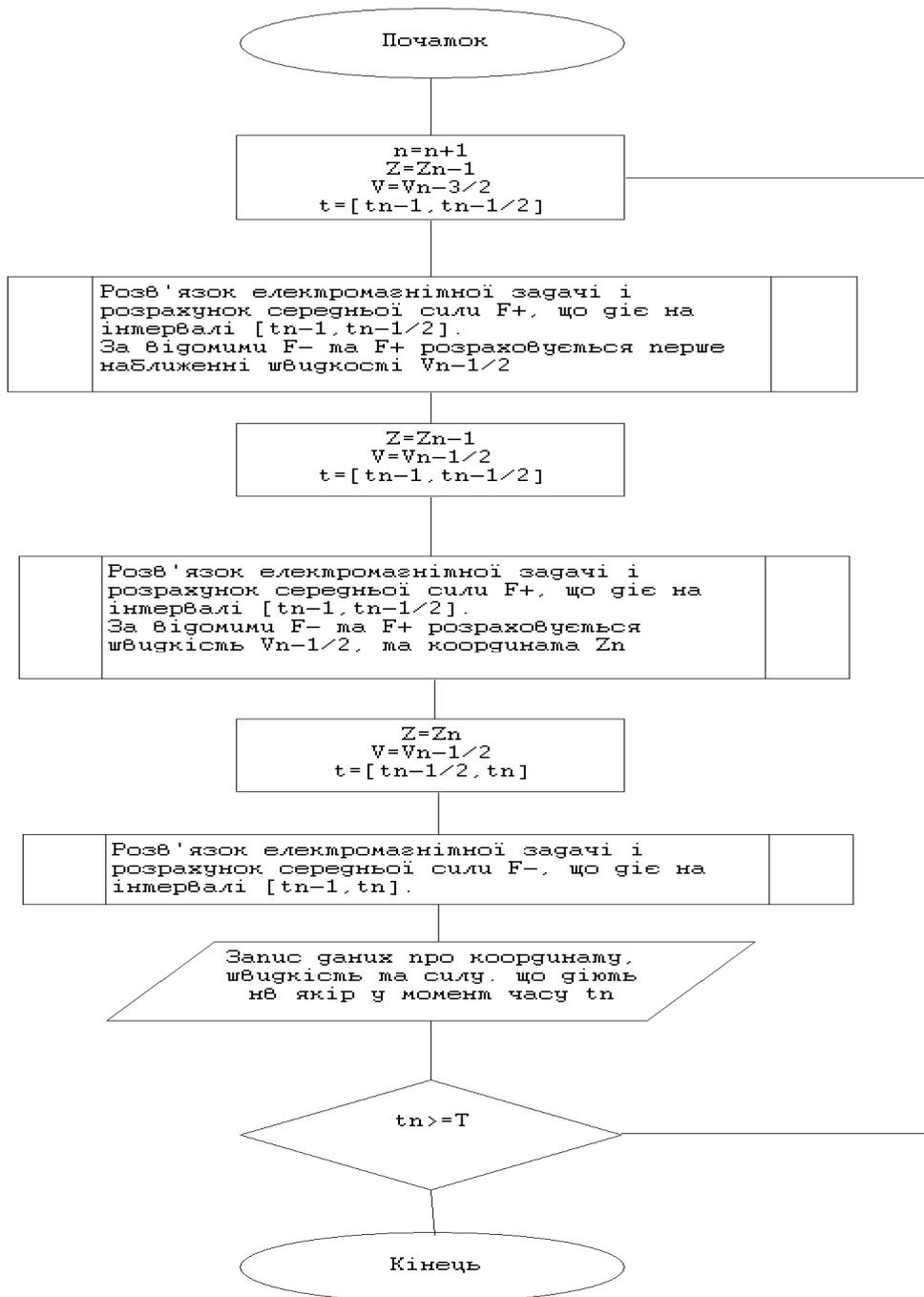


Рис. 2 – Блок-схема алгоритму розв'язку нестационарної електромеханічної задачі

Результати досліджень. Розроблений алгоритм розв'язку нестационарної електромеханічної задачі було реалізовано на мові програмування FORTRAN і проведено ряд чисельних експериментів. Для перевірки достовірності отриманих результатів проводилось порівняння з розв'язком, що отримано за допомогою програмного пакету COMSOL Multiphysics 3.5a для статичних випадків.

1. Для одного полюсного ділення проводився розрахунок γ -компоненти індукції магнітного поля в зазорі при наявності масивних феромагнітних провідників і при зміні густини сили струму в котушці за законом: $\delta(t) = \delta_{\max} \sin(\pi t)$.

Максимальне амплітудне значення густини струму приймають $\delta_{\max} = 3 \cdot 10^6$ А/м². Геометричні параметри лінійного двигуна наведені а рис. 1. б, питома провідність масивних тіл: $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 7,6 \cdot 10^6$ См/м, абсолютна магнітна проникність $\mu_2 = \mu_3 = 100\mu_0$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

На рис. 3 наведено залежність значення γ -компоненти індукції магнітного поля від часу в точці з координатами (0,1045;-0,02), що дозволяє зробити висновок, що середньоквадратичне відхилення рішення, отриманого з використанням розробленого алгоритму від рішення отриманого за допомогою програмного пакету COMSOL Multiphysics 3.5a становить не більше 3%.

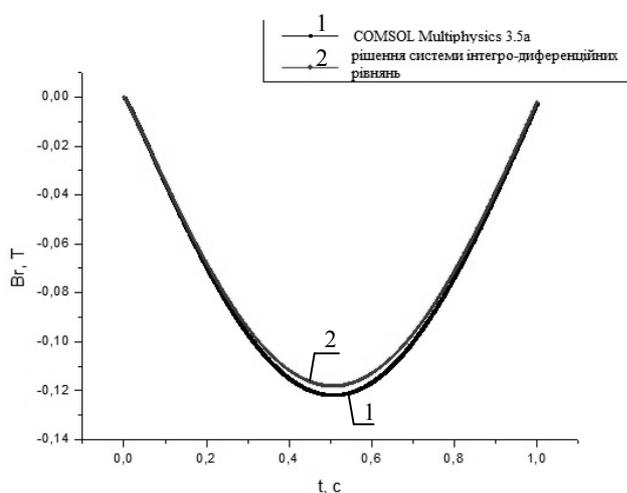


Рис. 3 – Залежність значення γ -компоненти індукції магнітного поля від часу в точці з координатами (0,1045;-0,02).

2. Проводився розрахунок динамічного режиму роботи коаксіально-лінійного двигуна з кількістю пар полюсів $2p = 5$, масою якоря $m = 3000$ кг, жорсткістю пружин $k = 735750$ Н/м, коефіцієнт в'язкого тертя $\alpha = 15$ кг/с, початкове положення якоря $z(0) = -0,02$ м, початкова швидкість $V(0) = 0$ м/с.

На рис. 4, 5 наведено результати розрахунку координати положення якоря та z -компоненти сили, що діє на нього з боку статора.

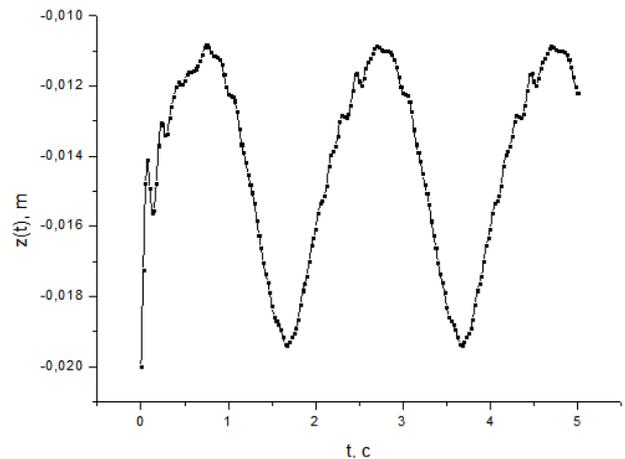


Рис. 4 – Залежність зміщення якоря коаксіально-лінійного двигуна від часу

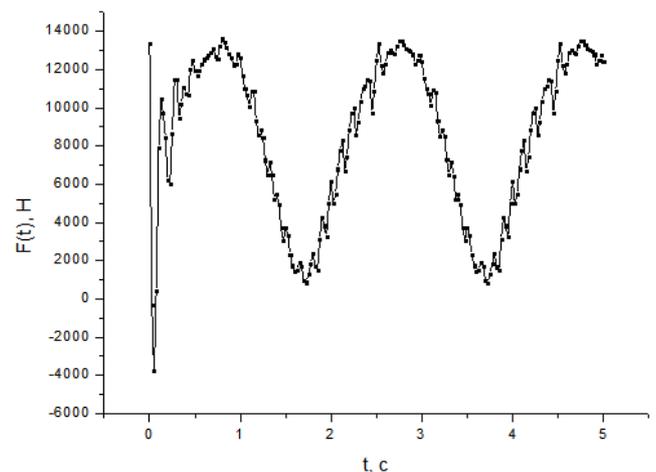


Рис. 5 – Залежність електромагнітної компоненти сили, що діє на якорь коаксіально-лінійного двигуна з боку статора від часу та положення якоря

Висновки. В даній роботі проведено дискретизацію системи інтегро-диференціальних рівнянь для пошуку густини струмів намагніченості на границі магнітопроводів та густини вихрових струмів у масивних провідниках коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами та розроблено алгоритм чисельного розв'язку нестационарної електродинамічної задачі руху якоря коаксіально-лінійного двигуна, що дозволяє з достатньою точністю проводити розрахунок та дослідження режимів його роботи.

Список літератури: 1. A. Zhiltsov I. Kondratenko, D. Sorokin Mathematical modeling of nonstationary electromechanical processes in coaxial-linear engine – ECONTechMOD, Lublin-Lviv-Cracow, 2012. – VOL.12, №2. –Р. 69 – 73. 2. Боженко А. И., Петрущенко Е. И. Моделирование на ЭВМ переходных процессов в осесимметричных устройствах с немагнитными проводниками с учетом симметричности исходного интегро-дифференциального уравнения: Препр. / АН УССР. Ин-т электродинамики; 324.– К.: 1984.–55 с. 3. 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. 4. Жильцов А. В., Стадник И. П. Измерение намагнитченности однородно намагнитченных постоянных магнитов // Электромеханика. – 2000. – №2. – С. 83-86.

5. Жильцов А.В. Кондратенко И.П., Раценкин А.П., Сорокин Д.С. Математическое моделирование нестационарных электромеханических процессов в коаксиально-линейном двигателе – Моделирование та інформаційні технології. Збірник наукових праць ПІМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України: Спеціальний випуск. – 2010. – Т.2. – С. 47 – 53. 6. Квачев Г.С. Коаксиально-линейные двигатели и их использование в сельском и коммунальном хозяйстве: дис... д-ра техн. наук : 05.09.03 / Г.С. Квачев – Москва, 1969 – 100 с. 7. Квачев Г.С. О численном решении уравнений динамики магнитофугального двигателя / Г.С. Квачев, Е.И. Петрушенко, Н.И. Бессараб // Наука и техника в городском хозяйстве. Киев: Будівельник. — 1967.— вып. VIII. — С. 3 — 19. 8. 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. 9. Петрушенко Е.И., Гавриушенко О.Е. Алгоритмы расчета на ЭЦВМ критических кривых продольных криволинейных двигателей // Математическое моделирование и теория электрических цепей. – К.: Наукова думка, 1971. – Вып. 9. – С. 144-150. 10. Петрушенко Е.И., Пащенко А.И., Трофимчук Н.Л., Филиппова Г.А. Моделирование на ЭВМ трехмерного магнитного поля линейного одноэлементного трансформатора тока на основе векторного интегрального уравнения: Препр. / АН УССР. Ин-т проблем моделирования в энергетике; 34. – К.: 1986. – 46 с. 11. Петрушенко Е.И. До апроксимації інтегральних кривих теорії електромагнітного поля алгебраїчними системами // Доповіді АН УРСР. Сер. А.– 1969. – №7.– С. 618-621.

Bibliography (transliterated): 1. Zhiltsov, A., I. Kondratenko and D. Sorokin "Mathematical modeling of nonstationary electromechanical processes in coaxial-linear engine." *ECONTECHMOD*, Lublin-Lviv-Stacow. Vol. 12. No. 2. 2012. 69–73. Print. 2. Bozhenko, A. I., and E. I. Petrusenko "Modelirovanie na EVM perehodnykh protsessov v osetimmetrichnykh ustroystvakh s nemagnitnymi provodnikami s uchetom

simmetrichnosti ishodnogo integro-differentsial'nogo uravneniia." *Institut elektrodinamiki AN USSR*, Kyiv. Prepr. 1989. Print. 3. Evdokimov, V.F., A.V. Zhiltsov and I. P. Kondratenko "Raschet elektromagnitnykh i tiagovykh harakteristik koaksialno-lineinogo induktsionnogo dvigatel'ia elektricheskogo vibrat'ora metodom integralnykh uravnenii." *Elektronnoe modelirovanie*, Kyiv. 4. 2008. 83–86. Print. 4. Zhiltsov, A. V., and I. P. Stadnik "Izmerenie namagnichennosti odnorodno namagnichennykh postoiannykh magnitov." *Elektromehanika* 2. (2000): 83–86. Print. 5. Zhiltsov, A. V., et al. "Matematischeskoe modelirovanie nestacionarnykh elektromehaničeskikh protsessov v koaksialno-lineinom dvigatele." *Modelirovanie ta informatciji tehnologii. Zbirnik naukovykh prac IPME im. G.C. Puhova NAN Ukraїni: Spetsialnii vipusk*, Kyiv. Vol. 2. 2010. 47–53. Print. 6. Kvachev, G. S. *Koaksialno-lineinye dvigateli i ikh ispolzovanie v selskom i kommunalnom hoziaїstve. Dis... d-ra tekh. nauk*. Moskva. 1969. Print. 7. Kvachev, G. S., E. I. Petrusenko and N. I. Bessarab "O chislennom reshenii uravnenii dinamiki magnitofugal'nogo dvigatel'ia." *Nauka i tekhnika v gorodskom hoziaїstve*, Kyiv. Vol. VIII. 1967. 3–19. Print. 8. Kvachev, G. S., and E. I. Petrusenko "Raschet perehodnykh protsessov v magnitofugalnykh dvigatel'iax." *Nauka i tekhnika v gorodskom hoziaїstve*, Kyiv. Vol. VII. 1966. 3–10. Print. 9. Petrusenko, E. I., and O. E. Gavriushenko "Algoritmy rascheta na ETCVM kriticheskikh krivykh prodolnykh kriotronov." *Matematischeskoe modelirovanie i teoriia elektricheskikh tsepei*, Kyiv. Vol. 9. 1971. 144–150. Print. 10. Petrusenko, E. I., A. I. Pashko, N. L. Trofimchuk and G. A. Philippova "Modelirovanie na EVM trekhmernogo magnitnogo polia lineinogo odnoelementnogo transformatora toka na osnove vektornogo integralnogo uravneniia." *AN USSR. Institut problem modelirovaniia v energetike*, Kyiv. Vol. 34. 1986. 86. Print. 11. Petrusenko, E. I. "Do aproksimatcii integralnykh krivnykh teorii elektromagnitnogo polia algebraicnymi sistemami." *Dopovidi AN URSR*. Kyiv. No. 7. 1969. 618–621. Print.

Надійшла (received) 18.06.2015

«Відомості про авторів / About the Authors»

Жильцов Андрій Володимирович – доктор технічних наук, доцент, Національний університет біоресурсів і природокористування України, завідувач кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання; тел.: +38(066) 727-06-00, e-mail: azhilt@mail.ru

Zhiltsov Andrey Vladimirovich – Doctor of Technical Sciences, associate professor, National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, head of electrical machinery and electrical operation, phone: +38 (066) 727-06-00, e-mail: azhilt@mail.ru

Сорокін Дмитро Сергійович – Національний університет біоресурсів і природокористування України, старший викладач кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання; тел.: +38 (050) 280-82-84, e-mail: sdima.asp@gmail.com

Sorokin Dmitry Sergeevich – National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, senior lecturer of electrical machines and maintenance of electric equipment; phone: +38 (050) 280-82-84, e-mail: sdima.asp@gmail.com

УДК 621.313

Н. Н. ЗАБЛОДСКИЙ, В. Е. ПЛЮГИН

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШНЕКОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С МАССИВНЫМ РОТОРОМ

В статье рассмотрена конструкция и приведена подробная методика проектирования электродвигателя шнекового типа с массивным ротором, предназначенного для нагрева, перемешивания и транспортировки сыпучих материалов, с применением принципов объектно-ориентированного проектирования. Приведены результаты практических расчетов по рассматриваемой методике в разработанной авторами компьютерной программе.

Ключевые слова: электродвигатель, шнек, массивный ротор, проектирование, объектно-ориентированный, методика, программа.

Введение. Применение принципов объектно-ориентированного проектирования рассматривается для электродвигателя шнекового типа (ЭДШ), обладающего несколькими технологическими функциями, совмещенными в одном устройстве [1]. Благодаря концепции наследования можно создать классовую структуру ЭДШ, порожденную от нескольких базовых, каждая из которых выполняет определенную технологическую функцию. При этом функции реальных модулей воспроизводятся расчетными блоками соответствующих классов. Таким образом, созданный в результате наследования класс-потомок будет сочетать в себе свойства базовых родительских классов [2, 3–5].

Рассматривается классовое представление ЭДШ шнекового типа с внешним массивным ротором, совмещающего в себе функции сушки, перемешивания и транспортировки сыпучих материалов [6]. Партия из трех двухмодульных ЭДШ мощностью 90 кВт была изготовлена на ОАО «Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса» и внедрена в производственный процесс смешивания и сушки угольного шлама на ОАО «ЦОФ Селидовская». Конструкция ЭДШ представлена на рис. 1.

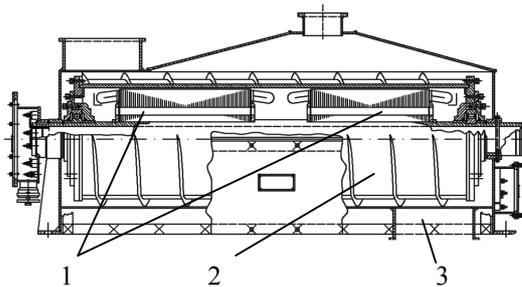


Рис. 1 – Конструктивная схема двухстаторного ЭДШ:
1 – статоры; 2 – массивный ротор шнека;
3 – нагревательная система днища

ЭДШ (см. рис. 1) состоит из двух модулей, работающих в режиме противовключения. Два статора, посаженные на общий полый вал, создают встречно направленные электромагнитные моменты, обеспечивая необходимую скорость вращения полого цилиндра общего ротора без применения механического редуктора [7]. Ротор с витками шнека транспортирует и нагревает рабочий материал.

Цель и задачи исследований. Целью работы

является повышение технико-экономических показателей электродвигателя шнекового типа с массивным ротором путем применения прогрессивных принципов и методики объектно-ориентированного проектирования.

Постановка задачи. Для получения классового представления ЭДШ, необходимо выделить ключевые слова, отражающие его конструктивные узлы [2, 8]:

- *статор; статор внутренний; ротор; ротор массивный; паз; обмотка; провод; асинхронный двигатель; электрическая машина.*

Данные ключевые слова следует рассматривать как названия классов, содержащих параметры электрической машины (ЭМ) и расчетные блоки, индивидуальные для каждого из классов. Параметры классов и расчетные блоки, характеризующие работу и свойства ЭДШ, можно выделить уже на раннем этапе проектирования (рис. 2), а именно:

- *параметры;*
- *энергетические показатели;*
- *коэффициенты и постоянные.*

Целесообразно выделенные расчетные блоки и переменные включить в соответствующие классы как функции и переменные самого класса, а не как отдельные классы (см. рис. 2).

На рис. 2 главная композиция *Асинхронный двигатель*, являющаяся прямым потомком абстрактного базового класса ЭМ, включает в себя две композиции *Статор* и *Ротор*, каждая из которых содержит вложенный абстрактный класс *Паз*, конкретная реализация которого (*Тrapeцеидальный паз* или *Овальный паз*) осуществляется динамически при инициализации классов машины. Фактической реализацией абстрактного класса *Ротор* является класс *Массивный ротор*. При этом, класс *Массивный ротор* может быть без пазов, т.к. наличие родительского класса с пазами не обязывает классы-потомки наследовать все характеристики. Наоборот, производный класс может отсекал ненужные признаки, или же вносить свои собственные.

Для выделенных классов выполняется распределение переменных по классовой принадлежности. К классам добавляется пользовательский интерфейс и расчетные блоки. Таким образом, получается полный объектно-ориентированный проект ЭДШ, выраженный аналитическими символами и формулами.

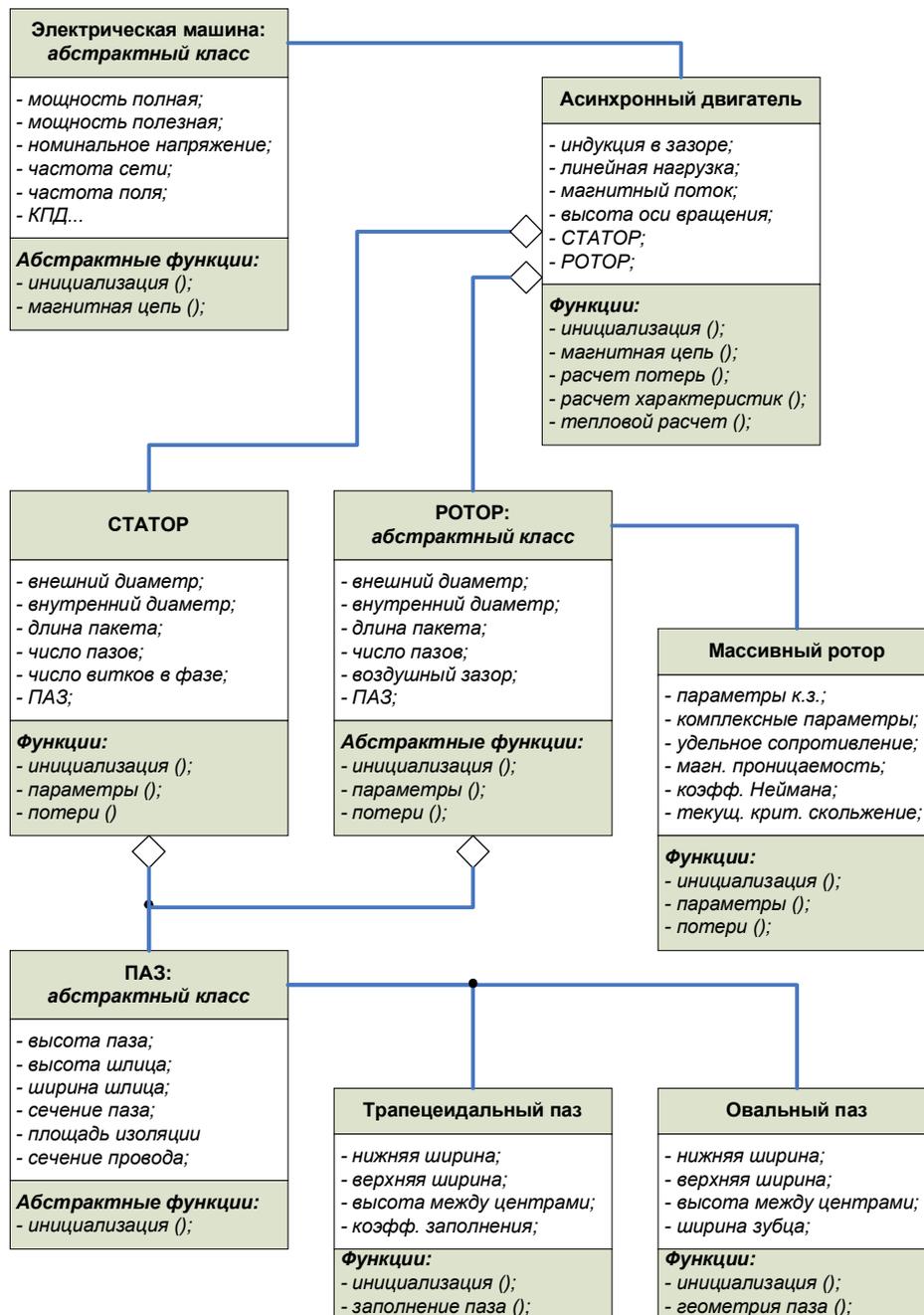


Рис. 2 – Иерархия наследования электромеханической структуры ЭДШ

Проектный синтез ЭДШ будет отличаться от структуры классов асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором только телом класса *Массивный ротор* (МР) и входящими в него переменными и функциями.

Класс *Массивный ротор* содержит следующие расчетные функции, которые являются ничем иным, как фактической реализацией абстрактных функций родительского класса *РОТОР*:

- инициализация;
- расчет параметров;
- расчет потерь;
- механический расчет вала на прочность.

В качестве примера схема расчета параметров массивного ротора ЭДШ показана на рис. 3.

На рис. 4 представлена общая блок-схема классов ЭДШ, иллюстрирующая изменения, вносимые в уже существующий проект АД. Если посмотреть на объем проделанной работы, то очевидно одно из главных преимуществ объектно-ориентированного проектирования (ООП) – для разработки нового проекта потребовалось добавить лишь один класс.

Все остальные переменные и расчетные блоки были унаследованы от ранее разработанных классов. Кроме того, вызов расчетных блоков также не изменился благодаря абстракции и полиморфизму. Практически это означает, что интерфейс проекта не был затронут введением нового класса и не потребовал модификации.

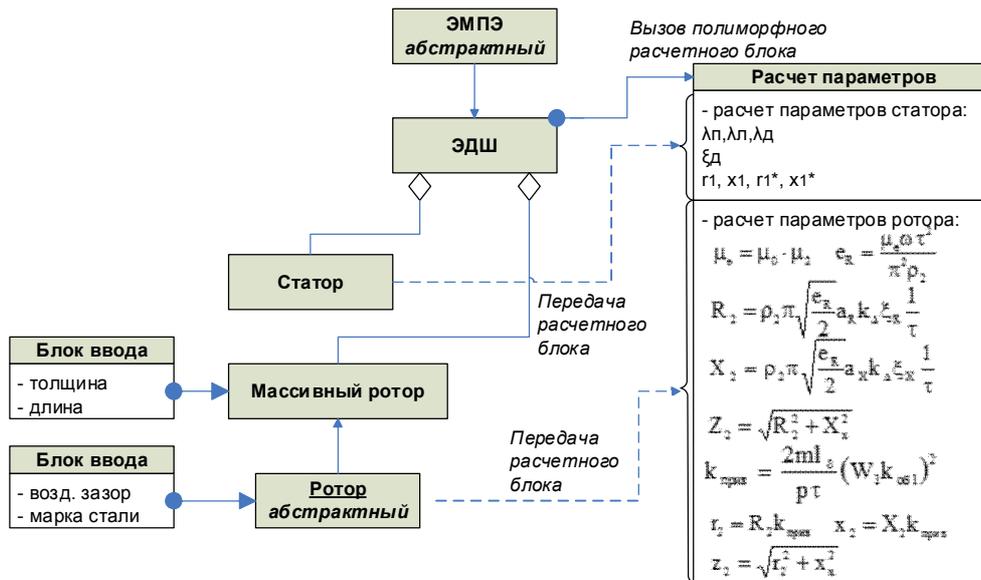


Рис. 3 – Блок-схема расчета параметров ротора ЭДШ

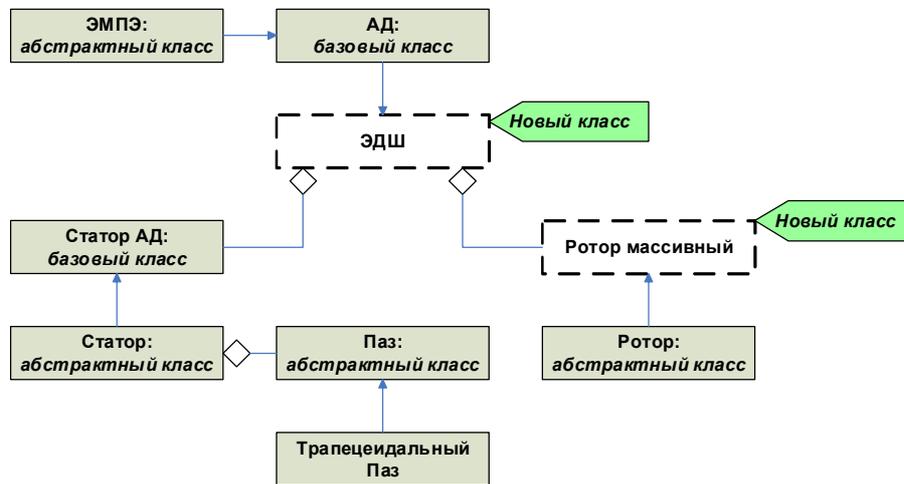


Рис. 4 – Упрощенная блок-схема классов ЭДШ.

Таким образом, затраты на разработку проекта оказываются на порядок меньше, чем если бы проект носил процедурный характер.

При рассмотрении методики ООП ЭДШ на основе классового представления целесообразно придерживаться последовательности вызова расчетных блоков и переменных дерева классов, а не порядка их перечисления в теле соответствующих классов. В таком случае, вызов расчетных блоков для класса ЭДШ будет лучше прослеживаться.

Результаты исследований. Формирование объекта ЭДШ выполняется после принятия исходных данных. Вначале создается базовый класс машины переменного тока. Он может содержать данные, присущие всем машинам переменного тока – номинальное напряжение, мощность, синхронная частота, число фаз, рабочая температура, частота сети. Этот тип является абстрактным и служит для создания классов-потомков. Термин «абстрактный» означает, что данный класс, не может служить для создания объектов, а является лишь носителем информации. Объект же, после завершения проекта, приобретает

уникальные характеристики конкретной машины с выбранной линией наследования в дереве.

Алгоритм формирования объекта ЭДШ на базе подобъектов имеет следующий вид. При старте программы запускаются конструкторы объектов, которые приводят к построению классовой структуры ЭДШ. Порядок вызова конструкторов объекта следующий:

- 1) ЭДШ (получение исходных данных и потерь в роторе);
- 2) Статор / внутренний статор (геометрические размеры, сталь);
- 3) Ротор (геометрические размеры, сталь);
- 4) Паз (размеры и заполнение), обмотка (обмоточные данные) – запускается из конструктора паза;
- 6) Магнитная система ротора (расчет магнитной системы машины с учетом того, что ротор является массивным);
- 7) Параметры (параметры статора);
- 8) Параметры ротора;

9) Энергетические показатели ротора (расчет токов, потерь, моментов, КПД).

Класс гидродинамических процессов привносит функциональные модули, связанные с транспортировкой, перемешиванием и завихрением материала в межлопаточной области МР [9].

Класс тепловых процессов, представляется в виде двух подклассов, отражает процессы теплообмена как внутри ЭДШ, так и на внешней поверхности МР.

Поскольку на первоначальном этапе проектирования кроме задания исходных данных не произведено еще никаких расчетов, объекты, представляющие собой составные части машины создаются в виде шаблонов с нулевыми данными. Эти данные, представляющие собой геометрические размеры, применяемые материалы, электромагнитные параметры и т.д. будут получены в дальнейшем при вызове расчетных блоков соответствующих классов.

Полученных данных становится достаточно для определения основных величин, характеризующих статор ЭМ: число витков статорной обмотки, предварительное значение магнитной индукции в воздушном зазоре, модуль вторичного тока, МДС воздушного зазора, магнитное сопротивление воздушного зазора, МДС магнитной цепи машины, полный ток, линейная нагрузка, коэффициент мощности [6].

Вызываемая из класса *Паз* функция позволяет произвести расчет зубцовой зоны, после которого становятся известными максимальное $t_{1\max}$ и минимальное $t_{1\min}$ зубцовые деления, а также диапазон возможного числа зубцов статора $Z_{\min} - Z_{\max}$.

Далее управление расчетом передается в руки разработчика - предоставляется возможность выбора числа зубцов статора Z_1 , вида паза статора, типа обмотки (однослойная или двухслойная). После принятия этих данных производится расчет и подбор оптимального значения числа эффективных проводников U_p , выбирается число параллельных ветвей. Уточняются: число витков обмотки статора, линейная нагрузка, основной магнитный поток, магнитная индукция в воздушном зазоре.

При этом продолжение расчетов возможно, если получаемая плотность тока в обмотке статора не превышает допустимое значение.

На следующем этапе выбирается обмоточный провод, рассчитывается конфигурация и заполнение паза статора.

База данных обмоточного прямоугольного и круглого провода, заложенная в программу расчета, позволяет без труда его подобрать.

По уже известным значениям магнитных индукций в зубцах и ярме, находятся соответствующие магнитные напряженности, при выбранной марке стали листа статора. Далее производится расчет магнитной цепи машины. Как известно, тело массивного ротора в расчет цепи намагничивания не входит [10, 11]. Основные участки цепи – это зубцовая зона, ярмо статора и воздушный зазор. По известным выражениям определяем МДС воздушного зазора F_δ , зубцов F_z , ярма F_a и суммарную

МДС $F_{\text{сум}}$, коэффициент насыщения k_μ и ток намагничивания I_μ , индуктивное сопротивление ветви намагничивания.

Расчет параметров обмотки статора, а именно ее активного r_1 и индуктивного x_1 сопротивлений, производится по известным выражениям [12] с учетом конструктивного исполнения статора (внешнего либо внутреннего).

Немаловажный этап, касающийся расчета приведенных параметров МР, производится с учетом рабочей температуры, конечной длины, насыщения и, при необходимости, кривизны массивного ротора [11].

Параметры машины для скольжений, отличных от $s = 1$, находятся пересчетом по известным выражениям при учете величины приведенного тока ротора I'_2 .

По найденным параметрам определяются величины, необходимые для построения рабочих и пусковых характеристик ЭДШ. Характеристики ЭДШ рассчитываются с учетом влияния насыщения МР. Это достигается введением в расчетные формулы текущего значения критического скольжения $s_{\text{кр}}$. Переменной величиной в расчетах рабочих и пусковых характеристик будет текущее $s_i = s_{i-1} + \Delta s$ и критическое скольжения.

Состав функций-членов классов позволяет провести тепловой расчет ЭДШ, рассчитать пусковой режим при воздействии переменных нагрузок.

В результате наследования конечный класс ЭДШ приобретет признаки всех классов, находящихся ниже в иерархическом дереве, но с учетом собственных индивидуальных характеристик. Следующим этапом проектирования является наполнение классовой структуры ЭДШ конкретным математическим описанием.

Преимущество классового представления проявляется в том, что базовые классы внешних процессов связаны с ЭДШ только с помощью внешних независимых функциональных модулей. При смене условий работы ЭДШ (например, в среде вязкого легкоплавкого материала) будут полностью замещены базовые структуры гидродинамики и теплообмена при сохранении межклассовых связей.

Классы, представляющие «черный ящик» с множеством входов и выходов, для конечного объекта выглядят как поток данных: температура, теплопроводность, вязкость и т.д. Реализация же сложных процессов гидродинамики, тепло-массообмена и теплопередачи сокрыта внутри тела классов.

Проектирование ЭДШ реализовано на языке Java в среде разработки программного обеспечения NetBeans IDE [13]. В проекте в первую очередь формируется базовый абстрактный класс ЭМ. Ключевое слово «абстрактный» подразумевает, что класс объединяет в себе данные и методы, присущие всем машинам и не имеет объектов, т.е. фактической реализации. Как уже было сказано выше, не существует машины «в целом». Конкретной машиной будут потомки базового класса, и они уже способны

создавать свои объекты, под которые выделяется память и выполняются расчеты.

Все расчетные блоки класса являются полиморфными, т.е. при одинаковом имени меняют свое содержимое на стадии выполнения. Поведение полиморфных расчетных блоков будет определяться вызывающим ее классом-потомком.

Переадресация на нужный расчетный блок выполняется автоматически в соответствии с принятой иерархией классов. Таким образом, проявляется одна из главных особенностей ООП, когда нет необходимости в построении разветвленных логических цепочек, связанных с определением, что именно срабатывает при генерации тех или иных классов. Проект становится гибким в работе, малым в объеме и легким в отладке.

Пример стартового окна проекта показан на рис. 5. Разрабатываемое приложение направлено на проектирование цилиндрических вращающихся машин, поэтому машины будут иметь идентичный порядок расчета статора, но разные методики для расчета ротора. В связи с этим, принято решение выполнить класс ЭДШ, которая включает в себя объекты классов статора и ротора.

Пример выбора основных геометрических размеров и электромагнитных нагрузок приведен на рис. 6.

Пример страницы проекта, на которой рассчитываются параметры обмотки статора и массивного ротора, показан на рис. 7.

Результаты расчетов пусковых и рабочих характеристик показаны на рис. 8 – 9. Полученные

результаты расчетов подтверждаются сравнением с диаграммой распределения потерь в ЭДШ, полученных в ходе экспериментальных исследований (рис. 10).

Результаты расчета характеристик и экспериментальных исследований ЭДШ сведены в табл. 1. Из табл. 1 видно, что расхождение между измеренными и рассчитанными значениями по абсолютному значению не превышают 18 %.

На диаграмме (см. рис. 10) расчетные значения потерь в роторе ЭДШ и потери в обмотке статора отличаются от результатов экспериментальных исследований. Такое расхождение объясняется тем, что значение потерь в роторе в ходе эксперимента определялось косвенным путем по разнице температуры ферромагнитного массива до и после эксперимента. В результате, процентное соотношение потерь перераспределилось, и, как результат, меньшее, по сравнению с расчетом, значение потерь в роторе дало больший процентный вес потерь в обмотке статора.

Для оценки теплового состояния машины была составлена эквивалентная тепловая схема, унаследованная от закрытого обдуваемого погружного асинхронного двигателя, о чем было подробно рассмотрено в работе [14].

В классе *Статор* содержатся внутренние методы, которые реализовывают не только расчет статора, параметров его обмотки, магнитной цепи и потерь, но также выполняют контроль накладываемых ограничений и автоматический расчет.

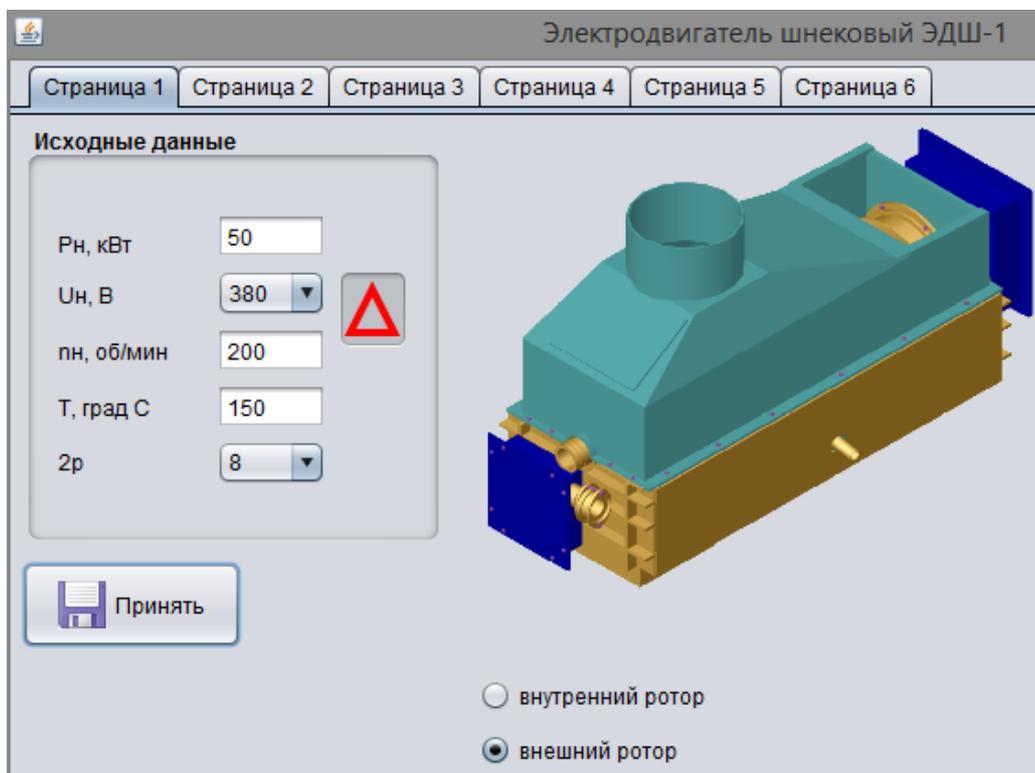


Рис. 5 – Ввод исходных данных для ЭДШ в окне программы

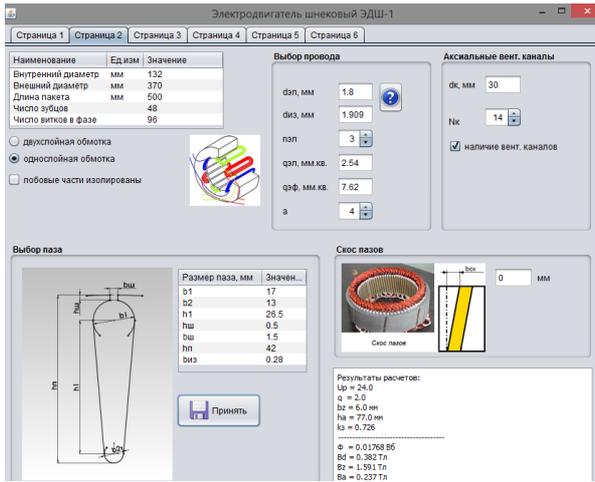


Рис. 6 – Пример расчет основных геометрических размеров ЭДШ.

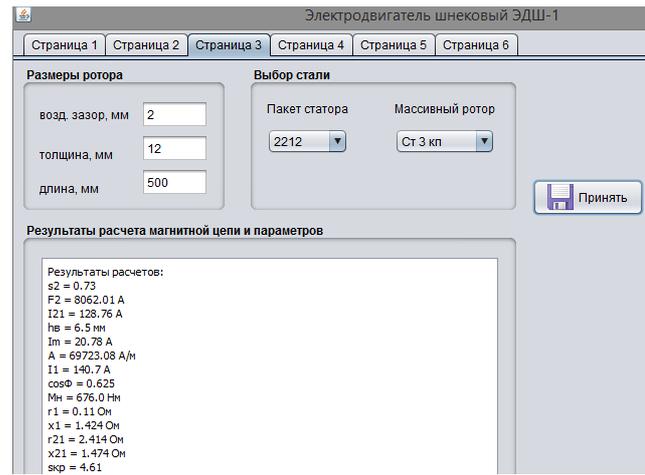


Рис. 7 – Расчет параметров и основных потерь ЭДШ.

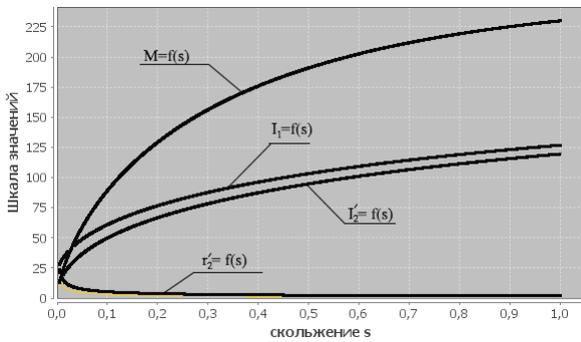


Рис. 8 – Расчетные пусковые характеристики ЭДШ.

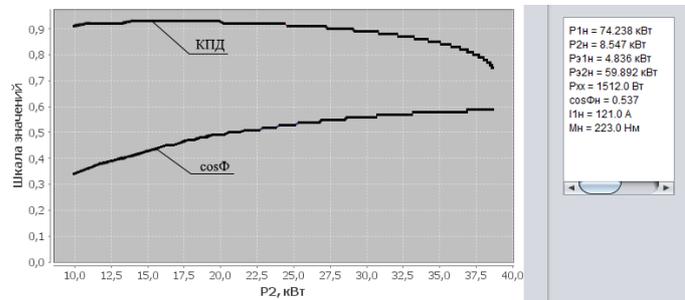
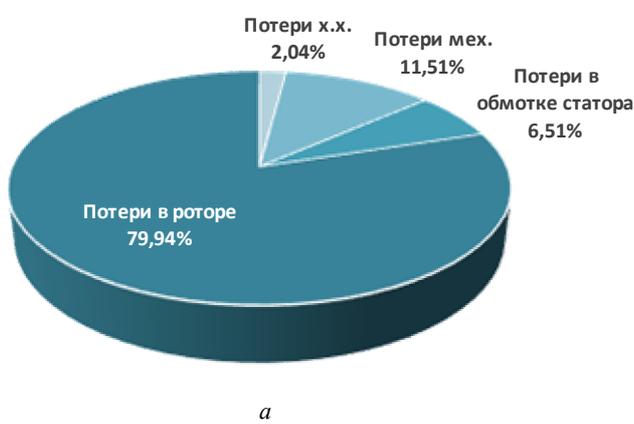


Рис. 9 – Расчетные рабочие характеристики ЭДШ.



а



б

Рис. 10 – Диаграммы распределения потерь ЭДШ при скорости 110 об/мин: а – расчет; б – эксперимент.

Таблица 1 – Экспериментальные и расчетные значения параметров и характеристик промышленных образцов ЭДШ

Наименование	Холостой ход									Работа под нагрузкой в номинальном режиме					
	P_{ldr} , кВт	P_{lbr} , кВт	I_{ldr} , А	I_{lbr} , А	$\cos\phi_{dr}$	$\cos\phi_{br}$	M_{dr} , Н·м	M_{br} , Н·м	n , об/мин	I_{ldr} , А	I_{lbr} , А	$\cos\phi_{dr}$	$\cos\phi_{br}$	M , Н·м	n , об/мин
Эксперимент	69,6	52,4	135	100	0,455	0,46	258	215	110	136	104	0,46	0,46	175	88
Расчет	74,2	56,3	121	103	0,537	0,478	223	214	110	124	102	0,533	0,482	203	88
Отклонение, %	6,6	7,4	10,4	3,0	18,0	3,9	13,6	0,47	0	8,8	1,9	15,9	4,8	16,0	0

Принцип полиморфизма в ООП позволяет обращаться к расчетным блокам нужного класса по единому имени независимо от количества расчетных вариантов машины в проекте и инвариантному к именам создаваемых объектов. При этом вызов нужного метода осуществляется в одной строке без единого логического оператора.

Работоспособность и содержание главного программного модуля не изменяется, т.к. он включает в себя не имена расширяемых классов, а фиксированные имена их классов-родителей. Полиморфизм на стадии выполнения проекта перенаправит ссылку на требуемый программный модуль в соответствии с полученным ключом.

Выводы. Разработана методика объектно-ориентированного проектирования шнекового электродвигателя с массивным ротором, позволяющая как снизить затраты на проектирование, так и применять перспективные алгоритмы оптимизации для улучшения технико-экономических показателей электрической машины.

Выполнена программная реализация методики проектирования шнекового электродвигателя с массивным ротором на языке Java, с использованием рассмотренных принципов объектно-ориентированного проектирования. Особо следует отметить наличие программного модуля, выполняющего автоматизированный расчет машины в целом после завершения проектирования базового прототипа. Наличие такого модуля незаменимо в циклах оптимизации, где возникает необходимость в многократном пересчете ЭМ.

Список литературы: 1. Пат. 87222, Україна, МПК⁷ Н02К 41/025, В01F 13/08. Електромеханічний пристрій багатofакторної дії для обробки матеріалів / *Заблодський М.М., Шинкаренко В.Ф., Грицюк В.Ю., Гринь Г.М., Філатов М.А., Плюгін В.С.*; заявник та патентовласник Донбаський держ. техн. ун-т. – № 201310641; заявл. 03.09.2013; опубл. 27.01.2014, Бюл. № 2. 2. *Плюгін В.Е.* Теоретическіе основи объектно-ориентированного расчета и проектирования электромеханических устройств: монография / *В.Е. Плюгін.* – Алчевск: Лад, 2014. – 200 с. 3. *Черняховская Л.Р.* Объектно-ориентированное моделирование систем искусственного интеллекта: учебное пособие / *Л.Р. Черняховская.* – Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т., 2006. – 90 с. 4. *Weisfeld M.* The Object-Oriented Thought Process / *Matt Weisfeld.* – London: Addison-Wesley Professional, 2013. – 336 p. 5. *Буч Г.* Объектно-ориентированный анализ и проектирование / *Г. Буч.* – М.: Бином, 1998. – 560 с. 6. *Заблодский Н.Н.* Полифункциональные электромеханические преобразователи технологического назначения / *Н.Н. Заблодский.* – Алчевск: ДонГТУ, 2008. – 295 с. 7. *Zablodskij N.* Submersible electromechanical transformers for energy efficient technologies of oil extraction / *N. Zablodskiy, V. Pliugin, V. Gritsyuk* // *Progressive technologies of coal, coaled methane, and ores mining.* – 2014 – P. 223 –

227. 8. *Заблодский Н.Н.* Проблемы моделирования и проектирования двухмодульного ЭМПЭ с массивным ротором / *Н.Н. Заблодский, В.Е. Плюгін, В.В. Скрыль* // *Вісник НТУ «ХПІ».* – 2013. – № 51. – С. 20 – 27. 9. *Шукин В.К.* Теплообмен, массообмен и гидродинамика закрученных потоков в осесимметричных каналах / *В.К. Шукин, А.А. Халатов.* – М.: Машиностроение, 1982. – 200 с. 10. *Постников В.И.* Волновые параметры массивно-роторных машин с массивными роторами / *В.И. Постников.* – К.: Наук. думка, 1986. – 181 с. 11. *Куцевалов В.М.* Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами / *В.М. Куцевалов.* – М.-Л.: Энергия, 1966. – 302 с. 12. Проектирование электрических машин: [учебн. для вузов] / *И.М. Копылов., Б.К. Клоков., В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев.* – М. Юрайт, 2012. – 767 с. 13. *Заблодський М.М.* САПР електромеханічних пристроїв: навчальний посібник / *М.М. Заблодський, В.С. Плюгін, К. Бур.* – Алчевськ, Лад, 2013. – Ч. 2. – 320 с. 14. *Заблодский Н.Н.* Математическое моделирование тепловых процессов в шнековом электромеханическом преобразователе с использованием Matlab/Simulink / *Н.Н. Заблодский, В.Е. Плюгін* // *Вісник НТУ «ХПІ».* – 2014. – № 38. – С. 90 – 97.

Bibliography (transliterated): 1. Pat. 87222, Ukraїna, MPK⁷ N02K 41/025, V01F 13/08. *Elektromehaničnij pristrjiv bagatofaktornoї дії dlja obrobki materialiv.* Zablodskij, M. M., V. F. Shinkarenko, V. Ju. Gricjuk, G. M. Grin', M. A. Filatov and V. E. Pliugin; zajavnik ta patentovlasnik Donbas'kij derzh. tehn. un-t. No. 201310641; zajavl. 03.09.2013, opubl. 27.01.2014, Bjul. No. 2. Print. 2. Pliugin, V. E. *Teoreticheskie osnovy objektno-orientirovanogo rascheta i proektirovanija jelektromehaničeskix ustrojstv.* Alchevsk: Lado, 2014. Print. 3. Chernjahovskaja, L. R. *Objektno-orientirovanoe modelirovanie sistem iskusstvennogo intellekta.* Ufa: Ufimsk. gos. aviac. tehn. un-t., 2006. Print. 4. Weisfeldm M. *The Object-Oriented Thought Process.* London: Addison-Wesley Professional, 2013. Print. 5. Buch, G. *Ob#ektno-orientirovannyj analiz i proektirovanie.* Moskva: Binom, 1998. Print. 6. Zablodskij, N. N. *Polifunkcional'nye jelektromehaničeskie preobrazovateli tehnologičeskogo naznachenija.* Alchevsk: DonGTU, 2008. Print. 7. Zablodskij, N., V. Pliugin and V. Gritsyuk "Submersible electromechanical transformers for energy efficient technologies of oil extraction." *Progressive technologies of coal, coaled methane, and ores mining* 2014. 223–227. Print. 8. Zablodskij, N. N., V. E. Pliugin and V. V. Skryl' "Problemy modelirovanija i proektirovanija dvuhmodul'nogo JeMPJe s massivnym rotorom." *Visnyk NTU «KhPI».* No. 51. Kharkov: NTU "KPI", 2013. 20–27. Print. 9. Shhukin, V. K., and A. A. Halatov *Teploobmen, massoobmen i gidrodinamika zakruchenennyh potokov v osesimmetričnyh kanalah.* Moskva: Mashinostroenie, 1982. Print. 10. Postnikov, V. I. *Volnovye parametry massivno-rotornyh jelektričeskix mashin.* Kiev: Nauk. dumka, 1986. Print. 11. Kucevalov, V. M. *Voprosy teorii i rascheta asinhronnyh mashin s massivnymi rotorami.* Moskva-Leningrad: Jenergija, 1966. Print. 12. Kopylov, I. M., B. K. Klokov, V. P. Morozkin and Tokarev B. F. *Proektirovanie jelektričeskix mashin.* Moskva: Jurajt, 2012. Print. 13. Zablodskij, N. N., Pliugin V. E. and K. Buhr *SAPR elektromehaničnix pristrojiv: navchal'nij posibnik.* Alchevsk: Lado, 2013. Vol. 2. Print. 14. Zablodskij, N. N., and V. E. Pliugin "Matematičeskoe modelirovanie teplovyh processov v shnekovom jelektromehaničeskom preobrazovatele s ispol'zovanijem Matlab Simulink." *Visnyk NTU «KhPI».* Ser.: *Električnixi mashini ta elektromehanične peretvorennija energij.* No. 38 (1081). Kharkov: NTU "KhPI", 2014. 90–97. Print.

Поступила (received) 05.06.2015

«Сведения об авторах / About the Authors»

Заблодский Николай Николаевич – доктор технических наук, профессор, Донбасский государственный технический университет, проректор по учебной работе; тел.: (099) 213-07-48; e-mail: zablodskiyinn@gmail.com

Zablodskij Nikolaj Nikolajevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Donbas State Technical University, first vice rector; tel.: (099) 213-07-48; e-mail: zablodskiyinn@gmail.com

Плюгін Владислав Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин; тел.: (099) 213-07-48; e-mail: vlad.plyugin@gmail.com.

Pliugin Vladyslav Jevgenovych – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Associate Professor at the Department of electrical machines, tel.: (099) 213-07-48; e-mail: vlad.plyugin@gmail.com.

УДК 621.313.332

Л. І. МАЗУРЕНКО, О. В. ДЖУРА, В. І. РОМАНЕНКО

ВДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ, ПРАЦЮЮЧИХ НА МЕРЕЖУ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ВІТРОЕЛЕКТРИЧНОЇ СТАНЦІЇ

Наведено вдосконалені алгоритми керування ведучим та веденим асинхронними генераторами з вентильним збудженням вітроелектричної станції, яка працює на мережу постійного струму. Розглянуто результати моделювання електромеханічних процесів в генеруючих установках станції та визначено напрямки подальших досліджень. Проведені дослідження довели можливість стійкої і енергоефективної роботи станції в разі застосування запропонованих алгоритмів керування вентильними перетворювачами генераторів.

Ключові слова: асинхронний генератор, мережа, діапазон частот, алгоритм керування.

Вступ. Розглянуті в [1, 2] алгоритми керування асинхронними генераторами (АГ) з вентильним збудженням (ВЗ) в складі вітрової електростанції (ВЕС), що під'єднана до мережі постійного струму (рис. 1), дозволяють за стабільної чи повільно змінної в часі швидкості вітру (СШВ, режим “V~”) підтримувати

частоти обертання приводних вітротурбін (ВТ) близькими до оптимальних за критерієм максимуму аеродинамічного ККД. Крім того, вони забезпечують усунення низькочастотних провалів вихідного струму ведучого генератора з метою зменшення потужності фільтруючих елементів.

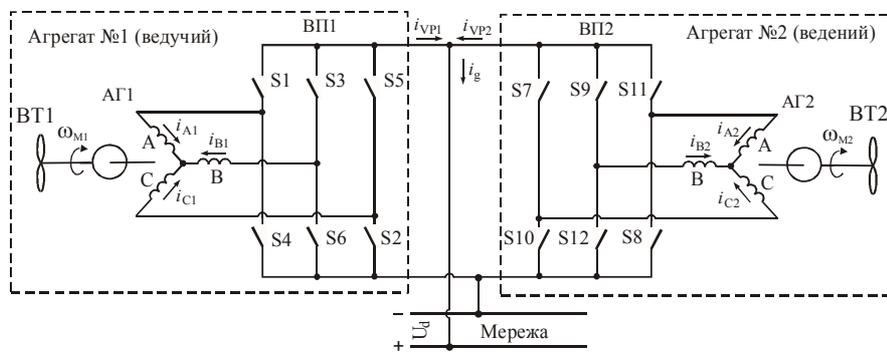


Рис. 1 – ВЕС з паралельно працюючими АГ

Проте в умовах різкої зміни швидкості вітру (РЗШВ, режим “V~”) їх ефективність зменшується. Пояснюється це тим, що оптимальна частота обертання ВТ визначається через похідну від аеродинамічної потужності ВТ. В свою чергу, величина аеродинамічної потужності залежить як від поточної частоти обертання, так і від швидкості вітру V (рис. 2). В режимі “V~” оптимальна частота обертання ВТ є змінною величиною і пошуковий рух при її визначенні відбувається за траєкторією (наприклад, $X \rightarrow Y \rightarrow \dots$), точки якої належать різним потужностним характеристикам. За такого руху навіть після проходження через вершину якоїсь із потужностних характеристик знак гра-

дієнта може не змінитися, якщо не відбудеться перехід до режиму “V~” чи зміна знаку похідної від V . Це може призводити до того, що частота обертання більш навантаженого генератора зменшуватиметься настільки, що установка, в складі якої він знаходиться, буде не в змозі забезпечувати заданий системою керування рівень її вихідної потужності. В результаті періодично виникатиме необхідність в скиді навантаження одного з АГ, що спричинятиме великі провали вихідного струму ВЕС і знизить енергоефективність роботи системи через значні відхилення частот обертання ВТ від оптимальних.

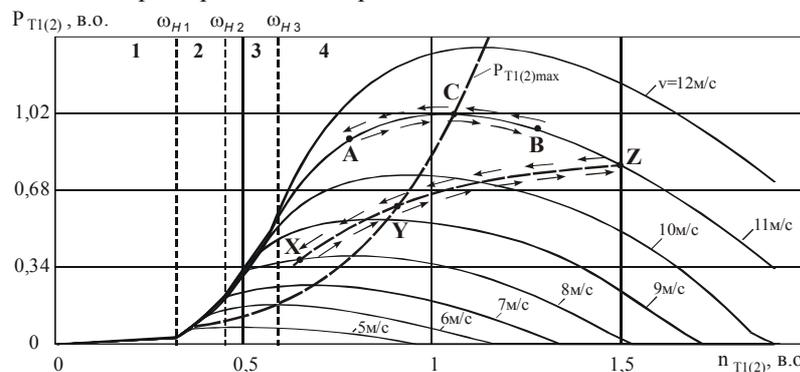


Рис. 2 – Потужнісні характеристики ВТ

Метою роботи є вдосконалення раніш розроблених алгоритмів керування асинхронними генераторами в складі працюючої на мережу ВЕС таким чином, щоб величини циклового ККД агрегатів в режимі “V~” суттєво не відрізнялись від величин ККД, що мають місце за оптимальних за критерієм максимуму аеродинамічного ККД траєкторій руху по потужностним характеристикам ВТ.

Постановка задачі і матеріали досліджень. Розглянемо один з шляхів досягнення поставленої мети. Припустимо, що в режимі “V-” системи керування АГ1 і АГ2 будуть працювати за раніш розробленим алгоритмом [1, 2], а в режимі “V~” за іншим. Тоді необхідно вирішити наступні три основні задачі:

I. Визначення моментів закінчення СШВ та РЗШВ;

II. Визначення законів керування складовими струмів АГ [1] в режимі “V~”;

III. Об’єднання («зшивання») алгоритмів відпрацювання СШВ та РЗШВ таким чином, щоб їх чередування супроводжувалось по можливості плавною, без різких стрибків зміною сумарного вихідного струму АГ.

Перша задача вирішується достатньо просто, якщо наявні статистичні дані щодо тривалості руху за траєкторією $A \rightarrow C \rightarrow B$ ($B \rightarrow C \rightarrow A$) в умовах СШВ. Якщо градієнт функції якості [1] не буде змінювати свій знак протягом відрізка часу, що перевищує експериментально чи математично визначену максимальну тривалість пошукового руху за траєкторією $A \rightarrow C \rightarrow B$ ($B \rightarrow C \rightarrow A$) в умовах СШВ, то можна вважати, що режим “V-” завершився, а “V~” розпочався. Про завершення РЗШВ засвідчить зміна знаку градієнта функції якості через певний час з моменту початку відпрацювання режиму “V~” системою керування АГ.

Другу і третю задачі розв’яжемо виходячи з наступних міркувань. В режимі “V~” зміна аеродинамічної потужності ВТ обумовлюється двома чинниками: зміною частоти обертання і швидкості вітру. Якщо другий чинник є більшим, то пошуковий алгоритм, побудований на основі градієнтного методу, втрачає здатність підтримувати оптимальну частоту обертання ВТ. В умовах, коли оптимальна частота обертання не може бути визначена, пропонується вирівнювати частоти обертання ВТ1 і ВТ2, та утримувати їх в заданих межах.

Оскільки кінетична енергія обертових мас пропорційна квадрату їх частоти обертання [3], то для ідентичних агрегатів рівність частот обертання роторів АГ буде означати рівність їх кінетичних енергій, тобто

$$E_{K1in} - \Delta E_{K1} = E_{K2in} - \Delta E_{K2}, \quad (1)$$

де E_{K1in} , E_{K2in} – кінетичні енергії обертових мас агрегатів №1, №2 на момент ідентифікації (розпізнавання) РЗШВ,

ΔE_{K1} , ΔE_{K2} – різниця між кінетичними енергіями обертових мас агрегатів №1, №2 в момент ідентифікації РЗШВ та через деякий час в момент рівності їх кінетичних енергій.

Прийнявши до уваги, що величина приросту кінетичної енергії пропорційна потужності прискорення $P_{acs1(2)}$, з рівняння (1) отримуємо

$$\frac{1}{2} J \omega_{M1in} - \int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} P_{acs1} dt = \frac{1}{2} J \omega_{M2in} - \int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} P_{acs2} dt, \quad (2)$$

або

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} J \omega_{M1in} - \int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} (P_{T1} - P_{G1} - P_{TPP}) dt &= \\ = \frac{1}{2} J \omega_{M2in} - \int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} (P_{T2} - P_{G2} - P_{TPP}) dt & \quad (3) \end{aligned}$$

де ω_{M1in} , ω_{M2in} – механічні частоти обертання в момент ідентифікації РЗШВ;

t_{in} – момент часу, коли відбулась ідентифікація РЗШВ і безпосередньо після якого почнеться відпрацювання РЗШВ системою керування;

$t_{in} + T_{EQ}$ – момент часу, коли відбудеться повне вирівнювання кінетичних енергій обертових мас агрегатів;

J – момент інерції рухомих мас агрегатів зведений до вала АГ;

$P_{T1(2)}$ – аеродинамічна потужність ВТ1(2);

$P_{G1(2)}$ – електромагнітна потужність АГ1(2);

$P_{TPP(2)}$ – потужність втрат тертя обертових мас ВТ1 і АГ1(ВТ2 і АГ2).

Якщо вважати, що задані струми АГ дорівнюють фактичним, то електромагнітні потужності генераторів P_{G1} і P_{G2} будуть пропорційні керуючим змінним i_{q1}^* і i_{q2}^* [1, 2]. Визначення аналітичної залежності між i_{q1}^* і i_{q2}^* безпосередньо з (3) ускладнюється через наявність в цьому рівнянні підінтегральних величин, зокрема P_{T1} і P_{T2} , що змінюються в часі за випадковим законом. Тому приймемо для (3) наступні спрощуючі допущення:

– $P_{G1} = const$, $P_{G2} = const$ – електромагнітні потужності АГ1 і АГ2 на протязі часу $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ})$ постійні, $P_{TPP1} = P_{TPP2} = const$ – втрати тертя в агрегатах на протязі часу $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ})$ постійні і рівні між собою;

– $\int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} P_{T1} dt = \int_{t_{in}}^{t_{in}+T_{EQ}} P_{T2} dt$ – за час $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ}]$ ВТ1 і ВТ2 відбирають однакову енергію від повітряного потоку.

За викладених допущень рівняння (3) приймає наступний вигляд:

$$\frac{1}{2} J \omega_{M1in}^2 - P_{T1} T_{EQ} = \frac{1}{2} J \omega_{M2in}^2 - P_{T2} T_{EQ}, \quad (4)$$

якщо $\omega_{M1in}, \omega_{M2in}, J$ відомі, а інтервал часу T_{EQ} задано, то рівняння (4) має безліч розв'язків відносно P_{T1} і P_{T2} за будь якого значення інтервалу вирівнювання частот T_{EQ} . Для отримання єдиного розв'язку накладемо два обмеження на рівняння (4):

1) Ліва і права частини (4) дорівнюють нулю.

2) Сума електромагнітних потужностей АГ1 і АГ2 на інтервалі часу $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ}]$ дорівнює сумі електромагнітних потужностей безпосередньо перед початком цього інтервалу ($t = t_{in} - T_{TM}$, T_{TM} – період дискретної зміни величини i_{q1}^*):

$$P_{T1} + P_{T2} = P_{T1in} + P_{T2in} = P_{\Sigma in}.$$

Застосувавши перше обмеження, отримуємо з (4)

$$T_{EQ} = \frac{J \omega_{M1in}^2}{2 P_{T1}} = \frac{J \omega_{M2in}^2}{2 P_{T2}}. \quad (5)$$

Рівняння (5) визначає час, за який АГ1 і АГ2 відберуть від своїх приводних турбін енергію, яка дорівнює кінетичній енергії рухомих мас відповідних агрегатів на момент часу $t = t_{in}$.

Застосувавши друге обмеження до (5), отримуємо

$$P_{T1} = \frac{P_{T2} \omega_{M1in}^2}{\omega_{M2in}^2} = \frac{(P_{\Sigma in} - P_{T1}) \omega_{M1in}^2}{\omega_{M2in}^2},$$

звідки

$$P_{T1} = \frac{P_{\Sigma in}}{1 + \frac{\omega_{M2in}^2}{\omega_{M1in}^2}}, \quad (6)$$

$$P_{T2} = P_{\Sigma in} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\omega_{M2in}^2}{\omega_{M1in}^2}} \right) = \frac{P_{\Sigma in} \omega_{M2in}^2}{\omega_{M1in}^2 + \omega_{M2in}^2} \quad (7)$$

Отже, якщо змінювати P_{T1} і P_{T2} відповідно (6) та (7), то, за умови дотримання зроблених вище припущень, наприкінці інтервалу $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ}]$ частоти обертання агрегатів стануть рівними. Проте такі закони регулювання забезпечать сходимость процесу вирівнювання частот лише на інтервалі $(t_{in}, t_{in} + T_{EQ}]$, а

надалі розузгодження між ω_{M1} та ω_{M2} почне зростати. Крім того, якщо не вжити додаткових заходів, то за $P_{T1} = const$, $P_{T2} = const$ частота обертання АГ1 і АГ2 може вийти за межі робочого діапазону частот.

Щоб запобігти можливому виходу частот обертання за межі робочого діапазону частот застосуємо комплексне рішення, яке полягає у наступному:

– вся область можливих частот обертання АГ (рис. 2) розбивається на певну кількість діапазонів;

– вводиться зворотній зв'язок за потужністю прискорення, який за своєю дією спрямований на зменшення модуля прискорення рухомих мас агрегатів;

– кожен з діапазонів частот за роботи в його межах певним чином впливає на алгоритм функціонування АГ1(АГ2).

Розглянемо ці діапазони.

В межах першого і другого діапазонів керування АГ1 і АГ2 здійснюється незалежно від умов роботи агрегатів (СШВ, РЗШВ) В першому діапазоні частот обертання АГ не збуджений або працює в режимі двигуна для пришвидчення розгону. Це пов'язано з тим, що за малих частот обертання величина аеродинамічної потужності ВТ співставна з величиною втрат холостого ходу АГ і генерування електричної енергії агрегатами за таких умов втрачає доцільність.

В другому діапазоні частот АГ збуджені і функціонують в режимі наближеному до холостого ходу.

В третьому і четвертому діапазонах АГ генерують задану потужність. В режимі СШВ діє зворотній зв'язок за градієнтною функцією [1] на кожному з цих двох інтервалів. За РЗШВ і знаходженні частоти обертання в межах четвертого діапазона обертання діє зворотній зв'язок за потужністю прискорення АГ1, який направлений на її зменшення. В третьому діапазоні частот за РЗШВ формується сигнал зворотнього зв'язку за частотою обертання, який спрямований на плавне зменшення модуля складової струму i_{q1} АГ1 з метою збільшення частоти обертання. Генератор АГ2 в умовах РЗШВ в межах діапазонів частот 3, 4 залишається ведомим і керується таким чином, щоб наблизити ω_{M2} до ω_{M1} (задача вирівнювання частот обертання покладається на АГ2). Відповідно закон регулювання складової i_{q1}^* [1] в режимі “V~” пропонується записати у вигляді

$$i_{q1,k+1}^* = i_{q1,k}^* + k_{PW} \Delta i_{q1V} + k_{IV} \int_{t_{in}} \Delta i_{q1V} dt \Big|_{t=t_k}, \quad t > t_{in} \quad (8)$$

де $i_{q1,k}^*$, $i_{q1,k+1}^*$ – задані значення складової струму i_{q1} АГ1 на кроці k ;

$$\Delta i_{q1V\sim,k} = k_{pV\sim} \operatorname{sgn}(\omega_{H3} - \omega_{M1,k}) + P_{acs1,k} \operatorname{sgn}(\omega_{M1,k} - \omega_{H3})$$

– сигнал зворотнього зв'язку PI-регулятора струму i_{q1}^* на кроці k ;

$P_{acs1,k}$ – потужність прискорення обертових мас першої установки на кроці k ;

ω_{H3} – верхня границя третього діапазона частот (рис. 2);

$k_{p1V\sim}$, $k_{i1V\sim}$, $k_{pV\sim}$ – коефіцієнти підсилення (від'ємні);

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \text{ – релейна функція; індекс "V~"}$$

означає, що коефіцієнт підсилення відповідає інтервалу часу, на якому відпрацьовується режим "V~".

В разі, якщо $\omega_{M1} < \omega_{H3}$, з рівняння (8) отримуємо

$$i_{q1,k+1}^* = i_{q1,k}^* + k_{p1V\sim} k_{pV\sim} + \int_{t_{in}}^{t} k_{i1V\sim} k_{pV\sim} dt \Big|_{t=t_k}, \quad t > t_{in} \quad (9)$$

що призведе до поступового зменшення абсолютного значення i_{q1}^* ($i_{q1}^* < 0$ в генераторному режимі роботи АГ). За умови $\omega_{M1} > \omega_{H3}$ маємо

$$i_{q1,k+1}^* = i_{q1,k}^* + k_{p1V\sim} P_{acs1,k} + \int_{t_{in}}^{t} k_{i1V\sim} P_{acs1,k} dt \Big|_{t=t_k}, \quad t > t_{in}, \quad (10)$$

що за додатнього прискорення призведе до збільшення абсолютного значення i_{q1}^* і, відповідно, електромагнітного момента АГ1, а за від'ємного прискорення ротора АГ1 – навпаки, до зменшення абсолютного значення i_{q1}^* і електромагнітного момента АГ1.

Сходимость процесу вирівнювання частот обертання АГ1 і АГ2 забезпечимо наступним чином. По перше, в момент часу $t = t_{in}$ перерозподілимо потужність між АГ згідно (6) та (7). Тоді **перехід до режиму відпрацювання РЗШВ** відбудеться за наступних значень складових струмів

$$i_{q1}^* \Big|_{t=t_{in}} = P_{\Sigma in} \frac{\omega_{M1}}{1.5 \Psi_{d1} (\omega_{M1}^2 + \omega_{M2}^2)} \Big|_{t=t_{in} - T_{TM}}, \quad (11)$$

$$i_{q2}^* \Big|_{t=t_{in}} = P_{\Sigma in} \frac{\omega_{M2}}{1.5 \Psi_{d2} (\omega_{M1}^2 + \omega_{M2}^2)} \Big|_{t=t_{in} - T_{TM}}. \quad (12)$$

Надалі АГ1 в межах діапазонів частот обертання 3 і 4 будемо регулювати згідно (8), а задачу вирівнювання частот обертання в часових межах $t > t_{in}$ з монотонним характером зміни розузгодження частот вирішимо з допомогою системи керування АГ2. Для цього перейдемо в (5) від зафіксованих на момент часу $t = t_{in}$ величин частот обертання до поточних

$$P_{\Gamma 2V\sim,k+1} = \frac{P_{\Gamma 1V\sim,k} \omega_{M2V\sim,k}^2}{\omega_{M1V\sim,k}^2}, \quad t > t_{in}, \quad (13)$$

де

$$P_{\Gamma 1V\sim,k} = 1.5 i_{q1V\sim,k}^* \omega_{M1V\sim,k} \Psi_{d1V\sim,k}, \quad t > t_{in}, \quad (14)$$

$$P_{\Gamma 2V\sim,k+1} = 1.5 i_{q2V\sim,k+1}^* \omega_{M2V\sim,k+1} \Psi_{d2V\sim,k+1}, \quad t > t_{in}. \quad (15)$$

Підставляючи (14) і (15) в (13) та прийнявши $\omega_{M2V\sim,k+1} \Psi_{d2V\sim,k+1} = \omega_{M2V\sim,k+1} \Psi_{d2V\sim,k+1}$ (порівняно зі складовою струму i_{q2}^* частота обертання є значно більш інерційною змінною, а потокозчеплення Ψ_{d2} утримується векторною системою керування у вузьких межах) приходимо до наступного простого виразу

$$i_{q2V\sim,k+1}^* = i_{q1V\sim}^* \frac{\Psi_{d1V\sim,k} \omega_{M2,k}}{\Psi_{d2V\sim,k} \omega_{M1,k}}, \quad t > t_{in} \quad (16)$$

Вихід з режиму відпрацювання РЗШВ. Процес переходу до відпрацювання СШВ безпосередньо після режиму "V~" бажано здійснювати, як і у випадку початку відпрацювання РЗШВ, без різкої зміни сумарного вихідного струму АГ1 і АГ2. Тому базовий алгоритм [1] роботи ВЕС повинен відновлюватись за сумарної вихідної потужності АГ на момент закінчення відпрацювання режиму РЗШВ:

$$(P_{VP1} + P_{VP2}) \Big|_{t=t_{OUT}} = (P_{VP1} + P_{VP2}) \Big|_{t=t_{OUT} - T_{TM}}, \quad (17)$$

де $t = t_{OUT}$ – момент виходу з режиму відпрацювання РЗШВ і початку роботи за базовим алгоритмом керування; $P_{VP1} = P_{\Gamma 1} - P_{Loss1}$, $P_{VP2} = P_{\Gamma 2} - P_{Loss2}$.

Прийнявши

$$P_{Loss1} = const, \quad P_{Loss2} = const \quad (18)$$

та $i_{q1(2)}^* = i_{q1(2)}$, приходимо до наступного рівняння

$$(P_{\Gamma 1} + P_{\Gamma 2}) \Big|_{t=t_{OUT}} = (P_{\Gamma 1} + P_{\Gamma 2}) \Big|_{t=t_{OUT} - T_{TM}}, \quad (19)$$

звідки

$$(P_{\Gamma 1} + P_{\Gamma 2}) \Big|_{t=t_{OUT} - T_{TM}} = \frac{3P}{2} \left(i_{q1}^* \Psi_{d1} \omega_{M1} + i_{q2}^* \Psi_{d2} \omega_{M2} \right) \Big|_{t=t_{OUT}}, \quad (20)$$

де $i_{q2}^* = i_{q2-}^* + i_{q2-}^* \cdot k_{k\omega}$ в базовому режимі роботи ВЕС [1].

Якщо величину складової струму i_{q2-}^* встановити рівною нулю

$$i_{q2-}^* \Big|_{t=t_{OUT}} = 0 \quad (21)$$

шляхом обнулення в момент часу $t = t_{OUT}$ інтеграторів в контурі регулювання складової i_{q2-}^* [1], то з (20) одержуємо

$$\begin{aligned} (P_{G1} + P_{G2}) \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}} &= (P_{G1} + P_{G2}) \Big|_{t=t_{OUT}} = \\ &= \frac{3P}{2} (i_{q1}^* \Psi_{d1} \omega_{M1} + i_{q2-}^* \Psi_{d2} \omega_{M2}) \Big|_{t=t_{OUT}}. \end{aligned} \quad (22)$$

На початку базового режиму пошуковий алгоритм повинен розпочатися з першого пробного кроку або пробного руху. Напрямок цього руху оберемо протилежним напрямку руху в режимі “V~”, що означає зміну знака прискорення через певний час від моменту $t = t_{OUT}$. Такий початковий рух забезпечить перерозподіл потужності між АГ наступним чином

$$\begin{aligned} P_{G1} \Big|_{t=t_{OUT}} &= \begin{cases} P_{Loss1}, \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) < 0 \\ (P_{G1} + P_{G2} - P_{Loss2}) \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}}, \\ \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) > 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

Згідно (23) в разі додатнього прискорення ротора АГ1 до моменту часу $t = t_{OUT}$ АГ1 візьме на себе більшу частину навантаження, що забезпечить інверсію знаку прискорення. За від'ємного прискорення електромагнітна потужність встановиться на рівні P_{Loss1} (сумарні втрати в АГ1 і ВП1), що також надалі забезпечить зміну знаку прискорення.

З (19), врахувавши (18) та (23), для АГ2 відповідно маємо

$$\begin{aligned} P_{G2} \Big|_{t=t_{OUT}} &= (P_{G1} + P_{G2}) \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}} - P_{G1} \Big|_{t=t_{OUT}} = \\ &= \begin{cases} (P_{G1} + P_{G2}) \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}} - P_{Loss1}, \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) < 0 \\ P_{Loss2}, \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) > 0 \end{cases}. \end{aligned} \quad (24)$$

Рівняння (22), (23), (24) дозволяють знайти складові струму i_{q1}^* та i_{q2-}^* на момент часу $t = t_{OUT}$. З (23) і (24), приймаючи до уваги (21) і що $P_{Loss1} = 1.5i_{q1Loss}^* \Psi_{d1} \omega_{M1}$, $P_{Loss2} = 1.5i_{q2Loss}^* \Psi_{d2} \omega_{M2}$ [1], за виконання умов $\Psi_{d1} \omega_{M1} \Big|_{t=t_{OUT}} = \Psi_{d1} \omega_{M1} \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}}$,

$$\Psi_{d2} \omega_{M2} \Big|_{t=t_{OUT}} = \Psi_{d2} \omega_{M2} \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}}, \text{ величини } i_{q1}^*$$

і i_{q2-}^* на момент часу $t = t_{OUT}$ можуть бути розраховані з наступних виразів

$$\begin{aligned} i_{q1}^* \Big|_{t=t_{OUT}} &= \\ &= \begin{cases} i_{q1Loss}^*, \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) < 0 \\ \frac{i_{q1}^* \Psi_{d1} \omega_{M1} + \Psi_{d2} \omega_{M2} (i_{q2-}^* - i_{q2Loss}^*)}{\Psi_{d1} \omega_{M1}} \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}}, \\ \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) > 0, \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} i_{q2-}^* \Big|_{t=t_{OUT}} &= \\ &= \begin{cases} \frac{i_{q2}^* \Psi_{d2} \omega_{M2} + \Psi_{d1} \omega_{M1} (i_{q1}^* - i_{q1Loss}^*)}{\Psi_{d2} \omega_{M2}} \Big|_{t=t_{OUT}-T_{TM}}, \\ i_{q2Loss}^*, \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) > 0 \\ \dot{\omega}_{M1}(t_{OUT}-T_{TM}) < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (26)$$

Вирази (21), (25) і (26) дозволяють розрахувати величини складових струмів АГ1 і АГ2 на початку відпрацювання базового режиму, за яких початок пошукового процесу оптимальної частоти обертання АГ1 відбудеться без суттєвої зміни сумарної вихідної потужності АГ. Надалі регулювання зазначених величин проводиться з використанням зворотного зв'язку за градієнтною функцією.

З врахуванням викладеного алгоритми регулювання ведучого АГ1 і веденого АГ2 набувають вигляду представленого на рис. 3 та рис. 4а відповідно. На рис. 4б приведено блок-схему алгоритму роботи блока перевірки належності частоти обертання АГ діапазонам частот 1 і 2 (рис. 2).

Перехідний процес, пов'язаний з переходом до відпрацювання базового режиму після закінчення режиму “V~”, може бути покращений, якщо протягом 1...2 пошукових періодів з початку відпрацювання базового режиму обмежувати швидкість зміни струму i_{q1}^* як під час скидання навантаження (рух за траєкторією А→С→В) так і накиду (рух за траєкторією В→С→А). Однією з причин виникнення цього перехідного процесу є різниця в сумарній вихідній потужності АГ в кінці режиму відпрацювання РЗШВ та на початку базового режиму.

Розрахунки електромеханічних процесів в елементах системи (рис. 1) за алгоритмів керування рис. 3, 4 і змінної в часі швидкості вітру (рис. 5, [4]) проводились з допомогою її імітаційної моделі. Розробка зазначеної моделі була здійснена на основі раніш

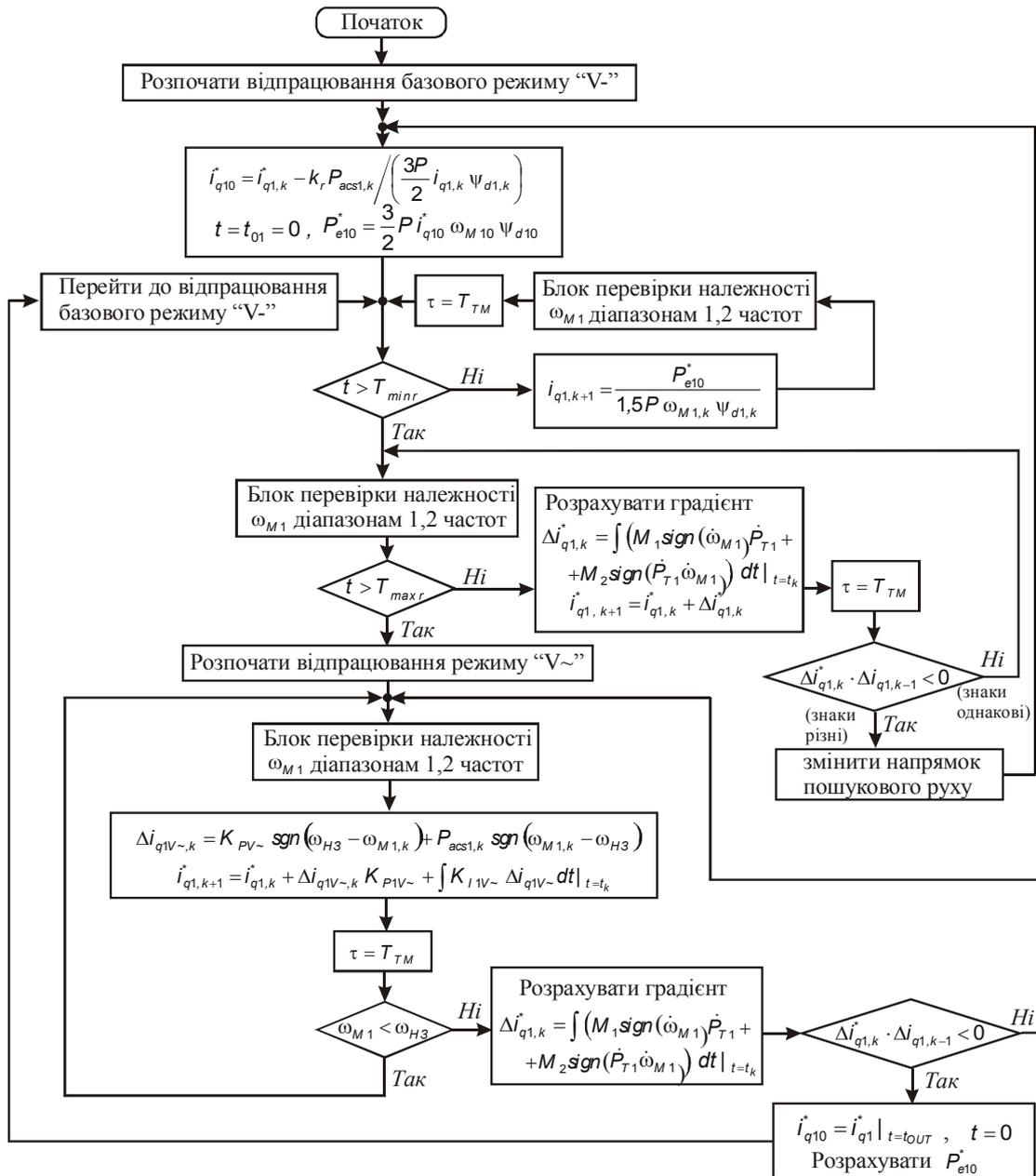


Рис. 3 – Алгоритм керування ведучого АГ

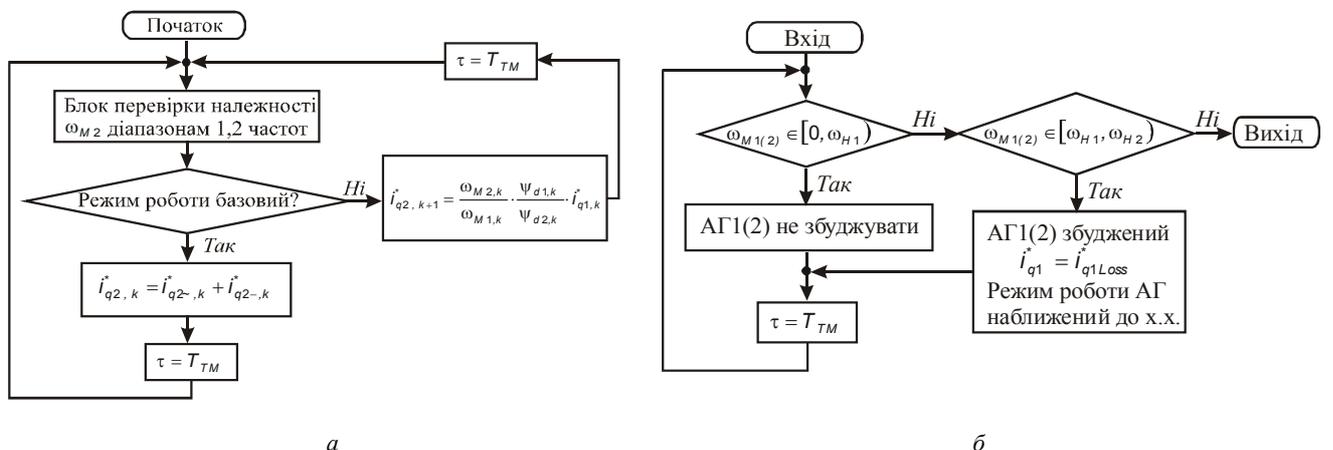


Рис. 4 – Алгоритм керування веденого АГ:

а – алгоритм керування АГ2;
б – алгоритм роботи блока ідентифікації першого і другого діапазонів частот

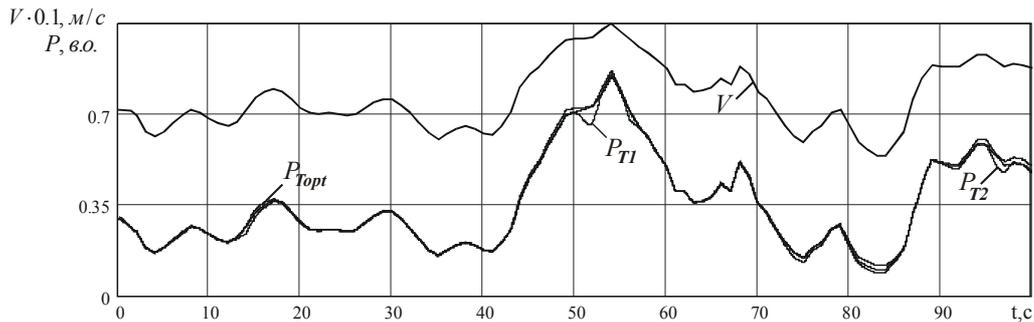


Рис. 5 – Часові залежності зміни швидкості вітру та аеродинамічних потужностей ВТ

запропонованої [1] системи алгебро-диференціальних рівнянь ВЕС. Основні параметри елементів моделі наведено в [2]. Діапазони частоти обертання АГ (рис. 2) було задано в наступних межах: 1 – $n_{T1(2)} = [0, 725)$ об/хв, 2 – $n_{T1(2)} = [725, 800)$ об/хв, 3 – $n_{T1(2)} = [800, 1000)$ об/хв, 4 – $n_{T1(2)} > 1000$ об/хв, максимальну тривалість напівперіода пошуку в режимі СШВ – 1.77 с, тривалість першого пошукового кроку – 1.2 с.

Розглянемо отримані розрахункові осцилограми електромеханічних процесів в елементах ВЕС. Часові графіки зміни аеродинамічних потужностей ВТ1 P_{T1} і ВТ2 P_{T2} (рис. 5) за своїм характером є схожими з графіком зміни швидкості вітру $V(t)$ і суттєво чисельно не відрізняються від часової залежності оптима-

льної величини аеродинамічної потужності ВТ $P_{Top}(t)$. Сумарний усереднений вихідний струм ВП1 і ВП2 $I_{g\ cp}$ ($I_{g\ cp} = I_{VP1\ cp} + I_{VP2\ cp}$, індекс *cp* надалі вказує, що величина безперервно усереднювалась відповідно $x_{cp} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x dt$, для послаблення ВЧ складової)

на відміну від режиму $V(t) = const$ [2] змінюється в широких межах (рис. 6, 1 в.о. потужностей відповідає 42.4 кВт). Певна стабілізація цього струму спостерігається лише на окремих ділянках графіка коли $V(t) \approx const$. Як помітно з рис. 5 і рис. 6, характерні зміни $P_{Top}(t)$ і $I_{g\ cp}(t)$ досить схожі.

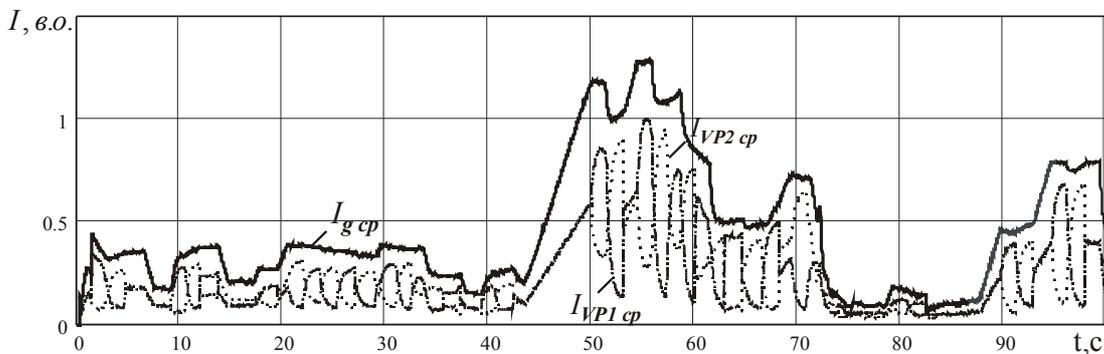


Рис. 6– Часові залежності зміни вихідних струмів АГ і їх сумарного струму

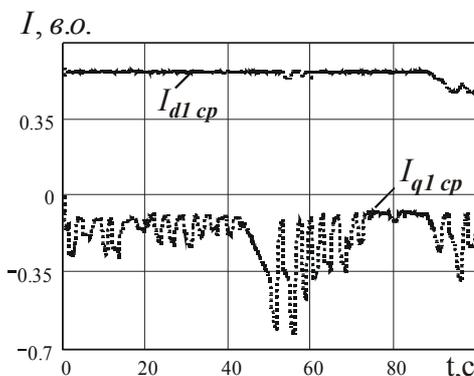


Рис. 7 – Часові залежності зміни складових струмів АГ1

Пропорційні електромагнітним моментам складові струми статора $I_{q1\ cp}$ і $I_{q2\ cp}$ (рис. 7, 8, 1 в.о. стру-

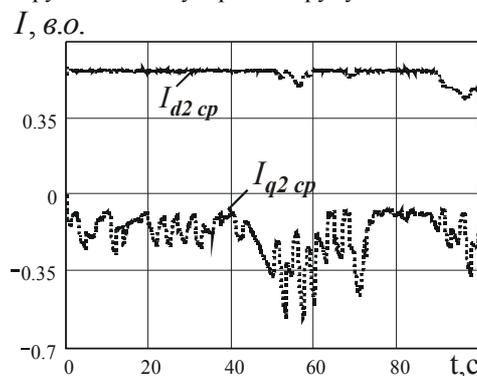


Рис. 8 – Часові залежності зміни складових струмів АГ2

мів відповідає 135.8 А) змінюються відповідно до розробленого алгоритму і є від'ємними впродовж всього

часу, що свідчить про генераторний режим роботи електричних машин. Пропорційні магнітному потоку статора АГ складові $I_{d1\text{cp}}$ і $I_{d2\text{cp}}$ відповідають заданому графіку [2], згідно якого на нижніх частотах обертання насичення машин утримується сталим, а на верхніх поступово послаблюється.

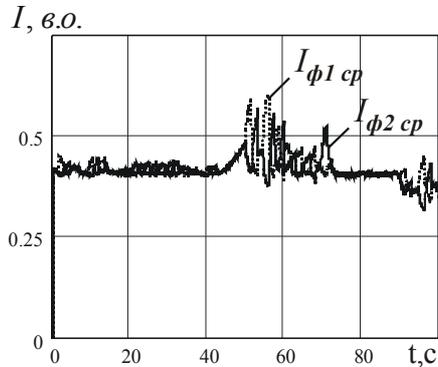


Рис. 9 – Часові залежності зміни діючих значень фазних струмів АГ

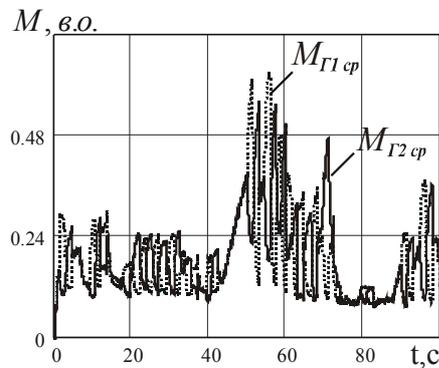


Рис. 10 – Часові залежності зміни електромагнітних моментів АГ

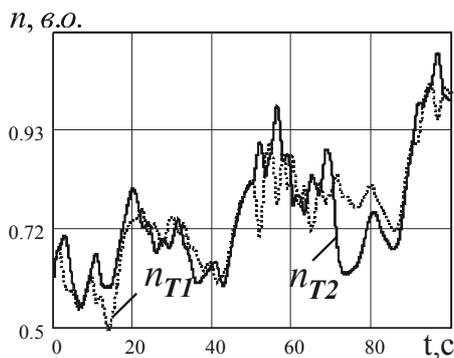


Рис. 11 – Часові залежності зміни частоти обертання ВТ

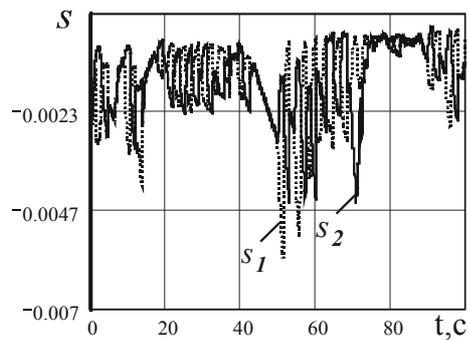


Рис. 12 – Часові залежності зміни ковзання АГ

Характери зміни електромагнітних моментів генераторів (рис. 10, 1 в.о. моменту дорівнює номінальному моменту машини 484.3 Н·м) та складових струмів $I_{q1\text{cp}}$ і $I_{q2\text{cp}}$ (рис. 7, 8) є схожими через використання векторних систем контролю в АГ1 і АГ2. Зі збільшенням швидкості вітру абсолютні значення зазначених величин на інтервалах від'ємного прискорення зростають нелінійно.

Приведена до АГ частота обертання ВТ1 і ВТ2 (рис. 11) змінюється в межах другого, третього і четвертого діапазонів частот обертання (від 0.5 до 1.1 в.о., 1 в.о.=1800 об/хв). Величини ковзання в АГ (рис. 12) на протязі всього часу моделювання є від'ємними і не перевищують номіналу (номінальне ковзання АГ 1.3%), що також свідчить про низьку середню завантаженість генераторів.

За результатами досліджень були визначені наступні інтегральні показники елементів системи:

– оптимальна (максимально можлива за заданих рис. 2 потужностних характеристик) величина енергії, що могла бути спожита кожною з турбін від зовнішнього середовища за час моделювання $t = 0 \dots T_C$

Діючі значення фазних струмів АГ1 і АГ2 змінюється в діапазоні 0.4–0.6 в.о. (рис.9, 1 в.о. дорівнює номінальному струму обмотки статора 135.8 А). Такий вузький діапазон струмів пояснюється роботою машини з заданим системою керування обмеженим рівнем насичення та малою завантаженістю генераторів.

$$E_{T_{opt}} = \int_0^{T_C} P_{T_{opt}} dt = 1514 \text{ кДж},$$

де $P_{T_{opt}}$ – оптимальна (максимально можлива) відповідно рис. 2 миттєва аеродинамічна потужність ВТ1(2), $T_C = 100 \text{ с}$;

– величина енергії, що була фактично спожита ВТ1 від зовнішнього середовища

$$E_{T1} = \int_0^{T_C} P_{T1} dt = 1476 \text{ кДж};$$

– величина енергії, що була фактично спожита ВТ2 від зовнішнього середовища

$$E_{T2} = \int_0^{T_C} P_{T2} dt = 1487 \text{ кДж};$$

– величина енергії спожитої мережею від ведучого генератора АГ1

$$E_{Г1} = \int_0^{T_C} i_{VГ1} U_d dt = 939 \text{ кДж};$$

– величина енергії спожитої мережею від веденого генератора АГ2

$$E_{Г2} = \int_0^{T_c} i_{VP2} U_d dt = 954 \text{ кДж} ;$$

- величина енергії втрат тертя ведучої установки (№1)

$$E_{TP1} = \int_0^{T_c} P_{TP1} dt = 122 \text{ кДж} ,$$

де P_{TP1} – миттєва потужність втрат тертя установки №1;

- величина енергії втрат тертя веденої установки (№2)

$$E_{TP2} = \int_0^{T_c} P_{TP2} dt = 123 \text{ кДж} ,$$

де P_{TP2} – миттєва потужність втрат тертя установки №2;

- середній ККД генеруючої частини системи за час моделювання за умови віднесення всіх втрат тертя до АГ

$$\eta_c = \frac{E_{Г1} + E_{Г2}}{E_{T1} + E_{T2}} = 64\% ;$$

- середнє значення відносного ККД ВТ1 (по відношенню до оптимального режиму роботи на максимумах потужностних характеристик)

$$\eta_{BT1B} = \frac{E_{T1}}{E_{Topt}} = 97.5\% ;$$

- середнє значення відносного ККД ВТ2

$$\eta_{BT2B} = \frac{E_{T2}}{E_{Topt}} = 98.2\% ;$$

- середні вихідні потужності АГ1 та АГ2

$$P_{VP1cp} = \frac{E_{Г1}}{T_c} = \frac{939 \cdot 10^3}{100} = 9.39 \text{ кВт} ,$$

$$P_{VP2cp} = \frac{E_{Г2}}{T_c} = \frac{954 \cdot 10^3}{100} = 9.54 \text{ кВт} .$$

Достатньо низьку величину η_c пояснює головним чином той факт, що середні за час досліджень вихідні потужності АГ1 і АГ2 були значно нижче від їх номінальних (близько 70кВт) значень.

Висновки. Розроблено вдосконалені порівняно з раніш запропонованими авторами алгоритми керування асинхронними генераторами з венти́льним збудженням в складі ВЕС постійного струму, що працює на мережу нескінченної потужності. Розглянуті алгоритми дозволяють утримувати ВТ в діапазоні частот наближених до оптимальної за критерієм максимуму аеродинамічної потужності як за постійної, так і змінної частоти вітру. Під час різких поривів вітру запропоновано вирівнювати швидкості обертання турбін та поступово зменшувати їх прискорення. Проте, за таких умов роботи, на відміну від режиму роботи за постійної (з незначними короткочасними флуктуаціями відносно середнього значення) швидкості, як засвідчили чисельні розрахунки, ефективного згладжування вихідного струму ВЕС не відбувається. Першою причиною такого результату є пріоритетність задачі відбору максимуму аеродинамічної потужності перед задачею згладжування вихідного струму ВЕС. Другою

причиною є достатньо низька інерційність обертових мас агрегатів в розрахунковій комп'ютерній моделі, яка не дає можливості поглинати великі збурення вітрового потоку обертовими масами без значних відхилень частоти обертання від оптимальної величини. Співвідношення моментів інерції турбін (приведених до АГ) та генератора в чисельних розрахунках (4:1) було прийнято дещо нижчим ніж в реальних установках для зменшення пошукового періоду та відповідно економії розрахункового часу під час перевірки і відлагодження алгоритмів керування генераторами. Виходячи з доступних літературних даних [5–8] це співвідношення для АГ з короткозамкненим ротором великої потужності складає близько 15:1, а для АГ з фазним ротором (подвійного живлення) – близько 10:1. Тому в подальших роботах необхідно провести дослідження розглянутої системи збільшивши момент інерції приводних турбін та розглянути можливості подальшого вдосконалення алгоритмів керування АГ у складі ВЕС. Вважаючи на досить великі розрахункові витрати часу є доцільним збільшити швидкість розрахунку комп'ютерної(імітаційної) моделі, що може потребувати вдосконалення математичного опису системи чи прийняття додаткових впливаючих на час розрахунку припущень.

Отримані в роботі результати можуть також бути використані при розробці і дослідженні автономних дизель-вітрових електростанцій з АГ.

Згладжування коливань вихідної потужності в автономних системах і системах розподіленої генерації є актуальною сучасною проблемою. Розробка ефективних алгоритмів керування генеруючими потужностями таких систем є одним із перспективних напрямків по вирішенню цієї проблеми. Асинхронні генератори з венти́льним збудженням і векторним керуванням дозволяють реалізувати складні закони регулювання активної і реактивної потужності, що є важливою передумовою вирішення зазначеної проблеми. А отже, подальші роботи з розробки автономних електрогенеруючих систем з АГ з ВЗ та вдосконалення алгоритмів керування АГ в складі цих систем слід продовжувати.

Список літератури: 1. Мазуренко Л.І., Джура О.В., Романенко В.І. Математична модель вітроелектричної станції та алгоритм керування веденим асинхронним генератором в режимі роботи на мережу постійного струму // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2015. – № 40. – С. 76 – 85. 2. Мазуренко Л.І. Моделювання і алгоритми керування електромеханічних перетворювачів енергії та систем на їх основі / Мазуренко Л.І., Гребеніков В.В., Джура О.В., В.І. Романенко, Попович О.М., Головань І.В., Шуруб Ю.В., Бібік О.В., Приймак М.В. // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2015. – № 41. – С. 50 – 61. 3. Попович М.Г. Теорія електроприводу: Підручник / Попович М.Г., Борисюк М.Г., Гаврилюк В.А. та ін. // – К.: Вища шк., 1993. – 494 с.: іл. 4. Др'юмін І.В. Дослідження процесів автоматичного регулювання частоти і потужності в об'єднаній енергосистемі з вітровими електростанціями // Технічна електродинаміка. 2014. – № 5. С. 47 – 49. 5. Ragheb M. Modern Wind Generators. [Web]. 23 червня 2015 <<http://mragheb.com/NPRE%20475%20Wind%20Power%20Systems/Modern%20Wind%20Generators.pdf>>. 6. V82 1.65 MW brochure. [Web]. 21 липня 2015 <<http://pdf.directindustry.com/pdf/vestas/v82-165-mw-brochure/20680-53604.html>>. 7. C. Tang, M. Pathmanathan, W. L. Soong and N. Ertugrul, "Effects of inertia on dynamic performance of wind turbines". [Web]. 21 липня 2015 <http://www.researchgate.net/profile/Nesimi_Ertugrul/publication/224400780_Effect_s_of_inertia_on_dynamic_performance_of_wind_turbines/links/0046351

a97e48ac04000000.pdf?inViewer=true&disableCoverPage=true&origin=publication_detail>. 8. *Á. G. González Rodríguez, A. González Rodríguez, M. Burgos Payán*, "Estimating wind turbines mechanical constants", Proc. Int. Conf. Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'07), Sevilla, March, 2007. [Web]. 17 червня 2015 <http://www.icrepq.com/icrepq07/361-gonzalez.pdf>.

Bibliography (transliterated): 1. Mazurenko, L. I., O. V. Dzhura and V. I. Romanenko. "Matematychna model' vitroelektrychnoyi stantsiyi ta alhorytm keruvannya vedenym asynkhronnym heneratorom v rezhymy roboty na mrezhu postyynoho strumu." *Pr. In-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy: Zb. nauk. pr.* Kiev: IED NANU, 2015. No. 40. 76–85. Print. 2. Mazurenko, L. I., et al. "Modelyuvannya i alhorytmy keruvannya elektromekhanichnykh peretvoryuvachiv enerhiyi ta system na yikh osnovi." *Pr. In-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy: Zb. nauk. pr.* Kiev: IED NANU, 2015. No. 41. 50–61. Print. 3. Popovych, M. H., et al. *Teoriya elektropyvodu: Pidruchnyk.* Kiev: Vyshcha shk., 1993. Print. 4. Dr'omin, I. V. "Doslidzhennya protsesiv avtomatychnoho rehulyuvannya chastoty i potuzhnosti v ob'yednaniy enerhosystemi z

vitrovymy elektrostantsiyamy." *Tekhnichna elektrodynamika.* 5. (2014): 47–49. Print. 5. Ragheb M. Modern "Wind Generators" [Web]. 23 chervnya 2015 <http://mragheb.com/NPRE%20475%20Wind%20Power%20Systems/Modern%20Wind%20Generators.pdf>. 6. V82 1.65 MW brochure [Web]. 21 lypnya 2015 <http://pdf.directindustry.com/pdf/vestas/v82-165-mw-brochure/20680-53604.html>. 7. Tang, C., M. Pathmanathan, W. L. Soong and N. Ertugrul. "Effects of inertia on dynamic performance of wind turbines" [Web]. 21 lypnya 2015 <http://www.researchgate.net/profile/Nesimi_Ertugrul/publication/224400780_Effects_of_inertia_on_dynamic_performance_of_wind_turbines/links/0046351a97e48ac040000000.pdf?inViewer=true&disableCoverPage=true&origin=publication_detail>. 8. González Rodríguez, Á. G., A. González Rodríguez and M. Burgos Payán. "Estimating wind turbines mechanical constants", *Proc. Int. Conf. Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'07)*, Sevilla, March, 2007. [Web]. 17 chervnya 2015 <http://www.icrepq.com/icrepq07/361-gonzalez.pdf>.

Надійшла (received) 18.06.2015

«Відомості про авторів / About the Authors»

Мазуренко Леонід Іванович – доктор технічних наук, професор, завідувач відділом електромеханічних систем Інституту електродинаміки національної академії наук України; e-mail: mlins@ied.org.ua

Mazurenko Leonid Ivanovich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Head electromechanical systems department of the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, e-mail: mlins@ied.org.ua

Джура Олександр Васильович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник інституту електродинаміки національної академії наук України.

Dzhura Alexander Vasilevich – Candidate of Technical Sciences, senior researcher at the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine.

Романенко Володимир Іванович – кандидат технічних наук, науковий співробітник інституту електродинаміки національної академії наук України.

Romanenko Vladimir Ivanovich – Candidate of Technical Sciences, researcher at the Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine.

УДК 621.316.91

В. С. МАРКОВ, И. В. ПОЛЯКОВ

К ПРОЦЕССУ ВОЗБУЖДЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Статья посвящена проблеме возбуждения асинхронных генераторов. Рассматривается традиционный подход к процессу самовозбуждения и, самовозбуждение, как автоколебательный процесс в системе асинхронный двигатель – конденсатор, что позволяет уменьшить мощность возбуждения или емкость конденсаторов возбуждения. Рассматривается влияние взаимной индуктивности обмоток статора и ротора на процесс самовозбуждения.

Ключевые слова: асинхронный генератор, возбуждение асинхронного генератора, автоколебания в системе асинхронный генератор – конденсатор.

Актуальность. В последние годы усиливается тенденция к использованию асинхронного генератора (АГ) в качестве силовой установки, особенно, на ветроэлектростанциях (ВЭС) [1,2]. Достоинства АГ – надежность, стабильность работы на сеть, отсутствие опасности выпадения из синхронизма перекрываются серьезным недостатком, а именно, для самовозбуждения АГ требуется источник реактивной мощности, например, конденсаторная батарея или синхронный компенсатор (рис. 1), где M_B – внешний механический момент, Z_H – полное сопротивление нагрузки. Кроме того, в процессе работы на нагрузку, АГ требуются компенсирующие конденсаторы. Таким образом, уменьшение затрат на возбуждение АГ является серьезной научно-практической задачей.

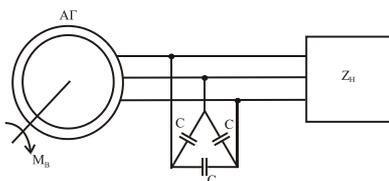


Рис. 1 – Включение конденсаторной батареи в фазы обмотки статора АГ

Анализ исследований и публикаций. Традиционный подход к процессу самовозбуждения АГ подробно изложен И.П.Копыловым в [3]. Процесс самовозбуждения АГ можно представить следующим образом. При вращении ротора генератора с частотой, близкой к номинальной, за счет остаточного намагничивания ротора наводится ЭДС $E_{ост}$ (рис. 2). Эта ЭДС наводит в цепи конденсаторов и машины ток I_C , который усиливает поле машины и создает ЭДС E_1 . Далее токи и МДС возрастают, пока их значения не установятся в точке пересечения характеристики холостого хода генератора с вольт-амперной характеристикой цепи конденсаторов ($X_C I_C$) и не станут равными току I_1 и ЭДС E_1 (рис. 2). Напряжение на генераторе зависит от емкости конденсаторов: чем меньше емкость, тем больше угол α (рис. 2). При небольших значениях емкости вольт-амперная характеристика $X_C I_C$ не пересекается с характеристикой холостого хода АГ и машина не возбуждается. Напряжение на генераторе зависит также от вида характеристики намагничивания. Изменяя насыщение АГ, можно при постоянной емкости конденсаторов регулировать напряжение на выводах генератора. Изменять насыщение магнитной

системы генератора удобно путем подмагничивания спинки статора постоянным током. Изменять плавно емкость силовых конденсаторов трудно. Поэтому при плавном регулировании напряжения АГ в цепь конденсаторов последовательно включается реактор и за счет изменения его индуктивности осуществляется регулирование реактивной мощности в системе и напряжение на генераторе. В АГ, работающем параллельно с сетью, частота задается сетью и не изменяется при изменении режима работы АГ. В АГ, работающем в автономной системе, частота напряжения зависит как от частоты вращения ротора, так и от параметров генератора и элементов автономной системы. Значительные габариты конденсаторов и громоздкие схемы регулирования ограничивают применение АГ в автономных системах.

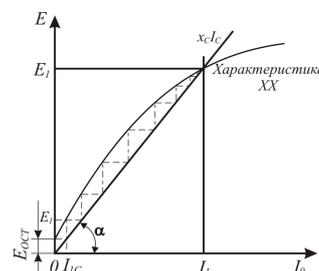


Рис. 2 – К самовозбуждению АГ

Также в научной литературе существует подход к самовозбуждению АГ, как к процессу автоколебаний. Например, в [4] утверждается, что устройство «асинхронная машина – емкость» в структурном отношении, по принципам действия и свойствам представляет собой типичную автоколебательную систему (рис. 3).

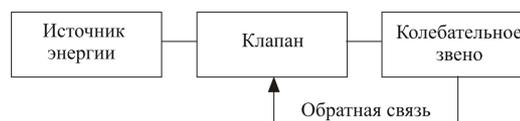


Рис. 3 – Структурная схема типичной автоколебательной системы

Поступление энергии в такт колебаниями контура обеспечивается роторной цепью до тех пор, пока сохраняются условия выполнения требований баланса амплитуды и фазы. Толчок к началу самовозбуждения этой системы нужен только в случае, если по тем или иным причинам режим

работы устройства пришелся на зону частотного гистерезиса, причем наиболее надежный толчок обеспечивается за счет импульса предварительно заряженной конденсаторной батареи. Если же режим работы машины выбран в зоне уверенного возбуждения, то она возбуждается мягко, и к первопричине колебаний не должно предъявляться каких-либо требований, поскольку роль первоначального импульса может сыграть ничтожно малая внешняя наводка или флуктуация контура. Поскольку рост возникающих при самовозбуждении колебаний ограничивается на уровне, определяемом насыщением машины, то, следовательно, «асинхронная машина – емкость» – типично нелинейная система. Что касается практических мер по обеспечению самовозбуждения АГ, то условия энергетического баланса и малого затухания контура (колебательный режим его работы) заставляют стремиться к уменьшению активных сопротивлений машины. Границы зоны самовозбуждения (нижняя и верхняя критическая частота вращения ротора):

$$\Omega_{\text{кн}} = \frac{1}{p\sqrt{L_0 C}} \left(1 + \frac{r_1 r_2 C}{L_0} \right), \quad \Omega_{\text{кв}} = \frac{r_1 + r_2}{p r_1} \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2) C}} \quad (1)$$

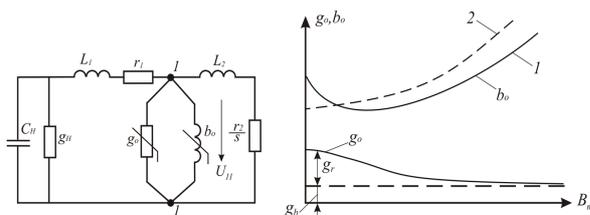


Рис. 4 – Т-образная схема замещения одной фазы АГ и зависимости g_0 , b_0 от B_m

Широко распространена точка зрения, что причиной возбуждения АГ является остаточное намагничивание ротора машины и возникновение в обмотке статора начальной ЭДС синхронной частоты. Эта точка зрения противоречит ряду экспериментов [5], показывающих возможность самовозбуждения генератора при полном начальном размагничивании ротора или даже при выполнении его из немагнитного материала. При этом оказывается, что остаточное намагничивание, тем не менее, влияет на условия возбуждения и при намагниченном роторе возбудить машину легче, чем при его полном размагничивании. В [5] показано, что причиной самовозбуждения АГ являются колебания, возникающие в системе с отрицательным сопротивлением на частотах, соответствующих балансу амплитуд и фаз или реактивных и активных мощностей основной гармонической составляющей автоколебаний в нелинейной системе. На рис.4 показана эквивалентная Т-образная схема замещения одной фазы автономного АГ, ротор которого вращается с угловой частотой ω_r , а к зажимам статора подключена симметричная активно-емкостная нагрузка g_n , C_n . Возбуждение генератора наступает при некоторой частоте тока статора ω , создающего вращающееся магнитное поле. При этом напряжение между зажимами 1–1 в

эквивалентной схеме может быть отлично от нуля только при равенстве нулю комплексной проводимости \underline{Y} между этими точками. Таким образом, условием самовозбуждения генератора служит равенство

$$\underline{Y} = g_0 - jb_0 + \frac{1}{r_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{g_n + j\omega C_n}} + \frac{1}{\frac{r_2}{s} + j\omega L_2} = 0, \quad (2)$$

выполнимое только при отрицательном скольжении.

Активная и индуктивная проводимости представляют собой те нелинейные элементы цепи, которые ограничивают амплитуду автоколебаний или напряжение самовозбуждения генератора. Наиболее существенен для возбуждения генератора вид характеристики $b_0(B_m)$. При синусоидальном изменении индукции во времени кривая $b_0(B_m)$ имеет немонотонный характер (кривая 1, рис. 4 б). В области малых значений B_m (релеевская область характеристики стали) эквивалентная индуктивность мала, следовательно, значение b_0 велико. С ростом амплитуды изменения магнитной индукции индуктивность растет и b_0 уменьшается, а по мере перехода в область насыщения стали индуктивность уменьшается, и b_0 растет. В случае мягкого возбуждения автоколебаний, при любых начальных условиях устанавливается автоколебательный режим. В случае жесткого возбуждения АГ, возбуждение возможно только при кратковременном изменении параметров, причем остаточное намагничивание ротора оказывает лишь косвенное воздействие на возбуждение АГ.

В [6] указывается, что роль условного «стартера» в генераторе может выполнить не только остаточная индукция ротора, но и остаточная индукция статора. Поскольку статор АГ выполнен из электротехнической стали, то его остаточная индукция не равна нулю, при условии, что АГ хотя бы раз находился в работе. В [7] утверждается, что «стартеры», обусловленные несимметрией ротора, не оказывают влияния на значение емкости конденсаторов, при котором наступает самовозбуждение АГ. Это объясняется тем, что на начальном этапе самовозбуждения данные «стартеры» не создают значительных намагничивающих токов. В этом случае автогенераторные условия самовозбуждения, т.е. условия, при которых генератор теряет устойчивость, определяются значением взаимной индуктивности АГ при намагничивающем токе равном нулю. Эти «стартеры» создают только первоначальный импульс (толчок), который при наличии положительной обратной связи, в дальнейшем усиливается, что и приводит, в конечном счете, к конденсаторному самовозбуждению АГ.

Эквивалентное комплексное сопротивление схемы замещения (рис. 4) без учета g_n относительно взаимной индуктивности M обмоток равно

$$Z_{\text{эв}} = R_{\text{эв}} + jX_{\text{эв}} = \frac{\left[r_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_n} \right) \right] \left[\frac{r_2}{s} + j\omega L_2 \right]}{\left[r_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_n} \right) \right] + \left[\frac{r_2}{s} + j\omega L_2 \right]} \quad (3)$$

Комплексный коэффициент обратной связи (ОС) в АГ равен обратному значению комплексного сопротивления, по которому протекает намагничивающий ток (ток обратной связи), т.е.

$$K_{oc} = \frac{1}{Z_{эвк}} = \frac{\left(r_1 + \frac{r_2}{s} \right) + j \left(\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_H} \right)}{\left[r_1 \frac{r_2}{s} - \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_H} \right) \omega L_2 \right] + j \left[r_1 \omega L_2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_H} \right) \frac{r_2}{s} \right]} \quad (4)$$

В свою очередь комплексный коэффициент усиления АГ, равный

$$K_y = -\frac{1}{Z_{эвк}} = -j\omega M = -j \frac{p\Omega_p}{1-s} M, \quad (5)$$

где p – число пар полюсов АГ;
 Ω_p – угловая скорость ротора.

Возникновение колебаний в АГ возможно, если $K_{oc} K_y > 1$, что является автогенераторным условием самовозбуждения АГ. По мере приближения к установившемуся режиму коэффициент усиления начинает уменьшаться за счет влияния нелинейности до тех пор, пока не наступит равновесие, т.е. установившийся режим самовозбуждения и

$$K_{oc} K_y = 1 \quad (6)$$

Это равенство выполняется при соблюдении баланса амплитуд и фаз и соблюдается в момент нарушения устойчивости.

Постановка задачи. Воспользовавшись моделью автономного АГ в составе ветротурбины из [8] (рис. 5), уменьшить мощность возбуждения АГ, работающего в автономной системе, и проверить, возможно ли, возникновение автоколебательного процесса, т.е. возбуждения АГ. При этом следует учесть влияние на процесс самовозбуждения АГ взаимной индуктивности обмоток статора и ротора M . Будем исходить из возможности мягкого режима автоколебаний в системе, варьируя при этом значение взаимной индуктивности.

Исследования. Анализ результатов. Параметры АГ: мощность $P=275$ кВт, линейное напряжение $U_N=480$ В, частота сети $f=60$ Гц, параметры статора $R_S=0,016$ Ом, $X_{L_S}=0,06$ Ом, параметры ротора $R_r=0,015$ Ом, $X_{L_r}=0,06$ Ом. Взаимная индуктивность обмоток $L_m=3,5$ мГн, момент инерции $J=2$ кгм², коэффициент трения $f=0$, число пар полюсов $p=2$.

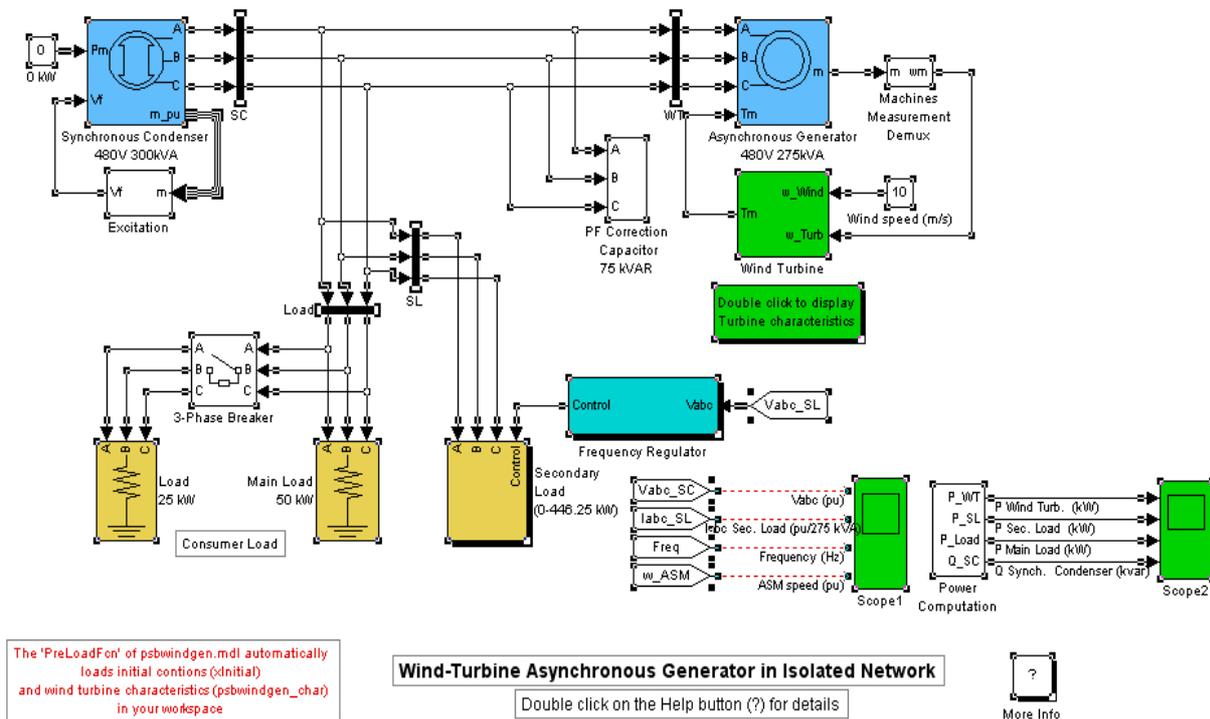


Рис. 5 – Модель автономного АГ в составе ветроэлектростанции для компьютерного моделирования

Параметры явнополюсного СГ (синхронный компенсатор): мощность $S=300$ кВА, линейное напряжение $U_N=480$ В, частота $f=60$ Гц, сопротивления $X_d=3,23$ Ом, $X'_d=0,21$ Ом, $X''_d=0,15$ Ом, $X_q=2,79$ Ом, $X'_q=0,37$ Ом, $X''_q=0,09$ Ом, $R_S=0,015$ Ом, $J=1$ кгм², коэффициент

трения $f=0$, число пар полюсов $p=2$.

Моделирование проведем в широко известном пакете прикладных математических программ Matlab с подпрограммой Simulink. Постоянные интегрирования в блоках выбраны в соответствии со стандартными требованиями теории математического моделирования, то есть на порядок меньше

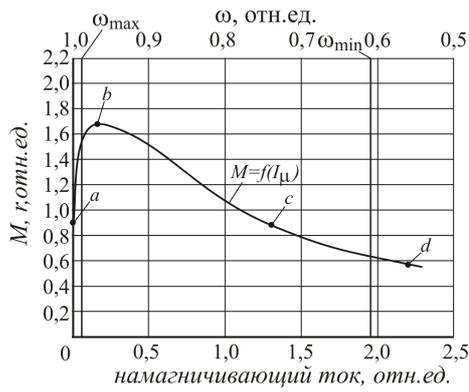
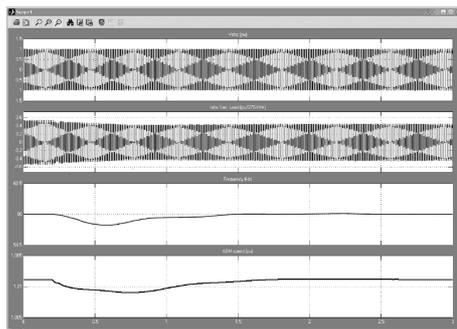


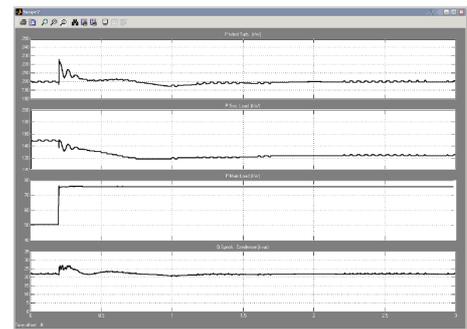
Рис. 6 – Зависимость $M(I_m)$

электромагнитной и электромеханической постоянных АГ, а также с учетом значений емкостей коррекции и возбуждения.

На рис.6 показана зависимость взаимной индукции от намагничивающего тока [7]. На рис. 7, а,б показаны переходные процессы в исследуемой системе при номинальных параметрах. На рис. 8, а, б самовозбуждение в АГ при уменьшении в 2 раза емкости возбуждения. На рис. 9, а,б процессы при уменьшении в два раза взаимной индуктивности и в два раза мощности возбуждения. В обоих случаях получены удовлетворительные переходные процессы и обеспечено самовозбуждение АГ.

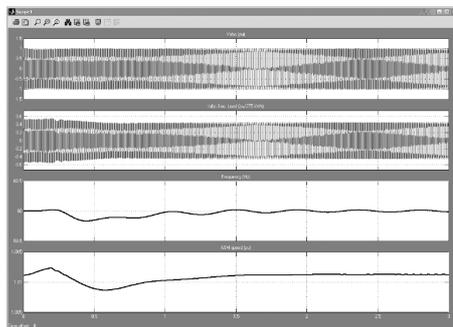


а

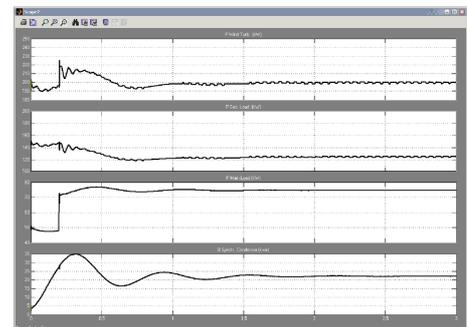


б

Рис. 7 – Переходные процессы в АГ: а –сверху вниз: напряжения, токи, частота сети и частота вращения ротора АГ; б – сверху вниз – мощность ветротурбины, мощность дополнительной нагрузки и основной, реактивная мощность СГ

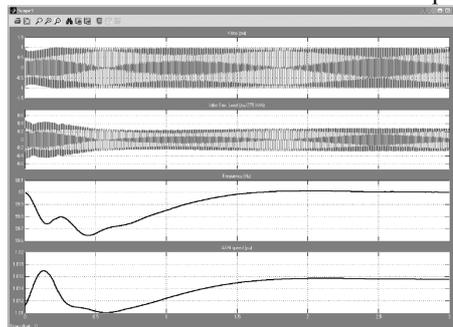


а

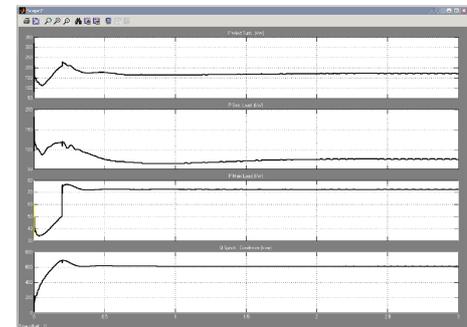


б

Рис. 8.– Уменьшение в 2 раза емкости возбуждения: а – сверху вниз: напряжения, токи, частота сети и частота вращения ротора АГ; б – сверху вниз: мощность ветротурбины, мощность дополнительной нагрузки и основной, реактивная мощность СГ



а



б

Рис. 9 – Уменьшение в два раза взаимной индуктивности и в два раза мощности возбуждения: а – сверху вниз: напряжения, токи, частота сети и частота вращения ротора АГ; б – сверху вниз: мощность ветротурбины, мощность дополнительной нагрузки и основной, реактивная мощность СГ

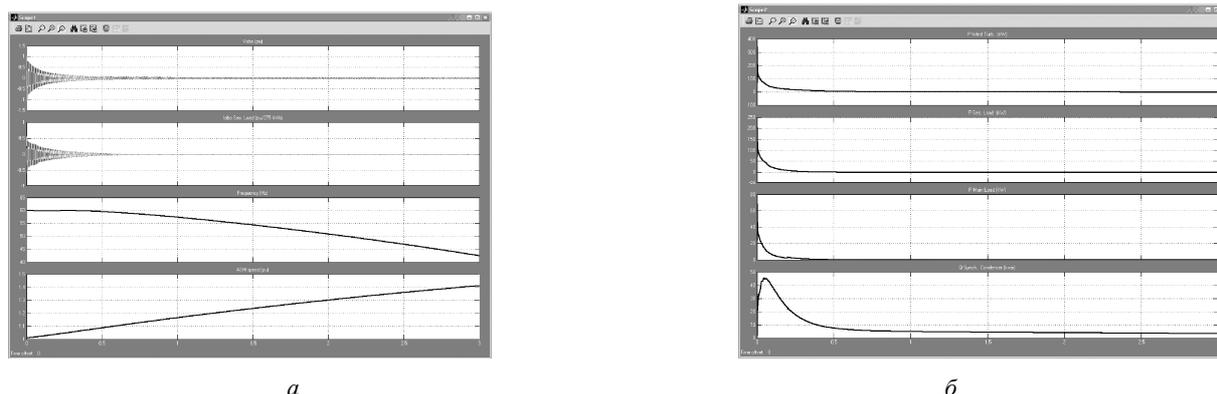


Рис. 10 – Мощность возбуждения уменьшена в десять раз и в два раза взаимная индуктивность: *a* – сверху вниз: напряжения, токи, частота сети и частота вращения ротора АГ; *б* – сверху вниз: мощность ветротурбины, мощность дополнительной нагрузки и основной, реактивная мощность СГ

На рис. 10, а,б показаны процессы, которые свидетельствуют об отсутствии самовозбуждения АГ. При этом мощность возбуждения уменьшена в десять раз и в два раза взаимная индуктивность.

Выводы. Показано, что при наличии компенсирующих конденсаторов, возможно уменьшать емкость конденсаторов возбуждения или мощность синхронного компенсатора. При этом если значение взаимной индуктивности обмоток статора и ротора АГ лежит вблизи точки *b* на кривой $M(I_\mu)$ (рис. 6), т.е. там, где находится максимальное значение M , то емкость конденсаторов возбуждения может быть снижена, тогда исследуемая система мягко входит в режим автоколебаний и требуются меньшие значения емкостей возбуждения, чем при нахождении значения M на интервале между точками *c* и *d*.

Список литературы: 1. Неисчерпаемая энергия. Кн. 1. Ветроэлектрогенераторы / В. С. Кривцов, А. М. Алейников, А. И. Яковлев. – Учебник. – Харьков: Нац.аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», Севастополь: Севаст.нац.техн.ун-т, 2003. – 400 с. 2. Неисчерпаемая энергия. Кн.2. Ветроэнергетика / В. С. Кривцов, А. М. Олейников, А. И. Яковлев. – Учебник. – Харьков: Нац.аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», Севастополь: Севаст.нац.техн.ун-т, 2004. – 519 с. 3. Копылов И. П. Электрические машины: Учеб. для вузов/ И.П.Копылов. – 3-е изд., испр. – М.: Высш.шк., 2002. – 607 с. 4. Китаев А. В., Орлов И. Н. О физическом механизме самовозбуждения асинхронной машины// Электричество, 1978, – № 4, с. 47 – 51. 5. Нетушил В. А. К расчету режима самовозбуждения автономного асинхронного генератора //

Электричество, 1978, – № 4, с. 52 – 55. 6. Джендубаев А.-З. Р. Определение границ области самовозбуждения асинхронного двигателя с фазным ротором // Электричество, 1998, – № 10, с. 44 – 48. 7. Джендубаев А.-З. Р. Особенности самовозбуждения автономных генераторов. Ч.2. Асинхронный генератор // Электричество, 2006, – № 12, с. 25 – 31. 8. R. Gagnon, B. Saulnier, G. Sybille, P. Giroux; "Modeling of a Generic High-Penetration No-Storage Wind-Diesel System Using Matlab/Power System Blockset" 2002 Global Windpower Conference, April 2002, Paris, France.

Bibliography (transliterated): 1. V. S., Krivstov, A. M. Aleinikov and A. I. Yakovlev. *Neischerpaemaya energia. Book 1. Vetroelectrogenerator. Uchebnik.* Kharkov: Nats.aerocosm. un-t «Khark.aviats. in-t», Sevastopol: Sevast.nats.tekh.un-t, 2003. Print. 2. V. S., Krivstov, A. M. Aleinikov and A. I. Yakovlev. *Neischerpaemaya energia. Book 2. Vetroelectrogenerator. Uchebnik.* Kharkov: Nats.aerocosm. un-t «Khark.aviats. in-t», Sevastopol: Sevast.nats.tekh.un-t, 2004. Print. 3. Kopylov, I. P. *Elektricheskie mashiny: Ucheb. Dlya vuzov.* 3rd ed., Moscow: Vysh.shk., 2002. Print. 4. Kitaev A. V., and I. N. Orlov. "O fizicheskom mekhanizme samovozbuzhdeniya avtonomnogo asinkhronnogo generator." *Elektrichestvo* 4. (1978): 47–51. Print. 5. Netushil, V. A. "K raschetu rezhima samovozbuzdeniya avtonomnogo asinkhronnogo generator." *Elektrichestvo* 4. (1978): 52–55. Print. 6. Dzhendubaev, A.-Z. R. "Opredelenie granits oblasti samovozbuzdeniya asinkhronnogo dvigatelya s faznym rotorom." *Elektrichestvo* 10. (1998): 44–48. Print. 7. Dzhendubaev, A.-Z. R. "Osobennosti samovozbuzdeniya avtonomykh generatorov. Ch.2. Asinkhronniy generator" *Elektrichestvo* 12. (2006): 25–31. Print. 8. Gagnon, R., B. Saulnier, G. Sybille and P. Giroux. "Modeling of a Generic High-Penetration No-Storage Wind-Diesel System Using Matlab/Power System Blockset" 2002 Global Windpower Conference, April 2002, Paris, France. Print.

Поступила (received) 18.06.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Марков Владислав Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры общей электротехники; e-mail: vlad2000191@rambler.ru

Markov Vladislav Sergeevich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor at the chair of general electrical engineering; e-mail: vlad2000191@rambler.ru

Поляков Игорь Владимирович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры общей электротехники; e-mail: pivkpi@kpi.kharkov.ua

Polyakov Igor Vladimirovich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor at the chair of general electrical engineering; e-mail: pivkpi@kpi.kharkov.ua

УДК 621.3+539.213:537.623

Т. П. ПАВЛЕНКО, М. Г. ПАНТЕЛЯТ, В. Е. ПЛЮГИН, М. Н. ТОКАРЬ

РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОПРОВОДОВ ИЗ АМОРФНОГО СПЛАВА И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В статье приведен анализ существующих технических решений, способствующих повышению эффективности работы электромагнитных систем электрических аппаратов за счет использования в их магнитопроводах аморфного сплава. В результате анализа и проведенных предварительных исследований, разработана модель расчета параметров магнитопровода электромагнитной системы расцепителя максимального тока автоматического выключателя серии ВА, построена расчетная схема его магнитопровода и картина распределения магнитного поля. Приведенные результаты показали преимущества аморфных сплавов по сравнению с электротехническими сталями. Возможность их применения позволяет улучшить характеристики быстродействия срабатывания электромагнитных систем электрических аппаратов.

Ключевые слова: сердечник, магнитопровод, аморфный сплав, электромагнитная система, автоматический выключатель, электрический аппарат.

Введение. Электромагнитные системы электрических аппаратов выполняют различные функции, которые зависят, например, от их назначения, а также от быстродействия срабатывания, чувствительности к изменению параметров, что определяется, в основном, материалом магнитопровода [1, 2].

Для выявления преимуществ и возможности применения аморфных сплавов в электромагнитных системах электрических аппаратов, по сравнению с электротехническими сталями, выбрана электромагнитная система расцепителя максимального тока автоматического выключателя серии ВА (рис. 1, рис. 2)

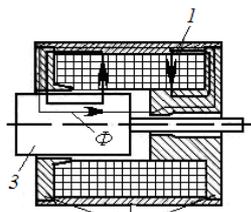


Рис. 1 – Электромагнитная система с втягивающимся якорем

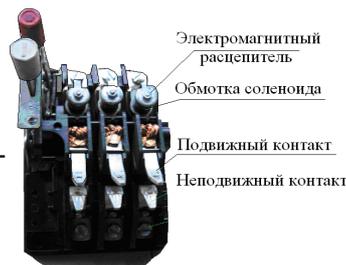


Рис. 2 – Автоматический выключатель и основные его элементы

В конструкциях электромагнитных расцепителей подвижный якорь располагается целиком или полностью внутри катушки с обмоткой. При срабатывании электромагнита якорь 3, перемещаясь поступательно, втягивается в катушку 2 за счет действия магнитного потока, проходящего, как через торцевую поверхность сердечника 1, так и выходящего из его боковой поверхности.

Работа электромагнитной системы расцепителя с втягивающимся якорем зависит от многих факторов. Одним из них являются свойства ферромагнитного материала магнитопровода, которые в процессе его работы могут изменяться [3, 4]. На основе этого фактора в данной работе и рекомендуется замена традиционно применяемого материала в магнитопроводе магнитной системы расцепителя на аморфный сплав марки 7421, который обладает неизменными хорошими магнитными свойствами. Такая замена способствует повышению характеристик и быстродействию срабатывания расцепителя, а

соответственно и автоматического выключателя, при прохождении токов КЗ.

Возможность замены материала магнитопровода электромагнитного расцепителя должно базироваться не только на изучении его свойств, но и на взаимодействии основных параметров быстродействия и чувствительности самого расцепителя, что способствует повышению конкурентоспособности автоматического выключателя на мировом рынке.

В данном случае для определения параметров и характеристик необходимо использовать прогрессивные методы расчета, которые имеют комплексный подход к решению необходимых задач, и сопровождаются применением возможных методов моделирования, исходя из их конструктивных особенностей магнитопроводов, условий их эксплуатации, выполняемых функций и т.п. При этом рассматриваются различные факторы, приводящие как к улучшению работы электромагнитных систем, так и уменьшению массогабаритных показателей.

Цель и обоснование исследований – расчет основных параметров магнитопровода электромагнитного расцепителя автоматического выключателя при условии замены его материала на аморфный сплав, а также построение его расчетной схемы и картины распределения магнитного поля.

Анализ методов расчета и постановка задачи

Практически, многие современные методы расчета любых конструкций электромагнитных систем построены на теории магнитного поля [5, 6]. В данном случае используется трехмерная постановка задачи с применением метода конечных элементов, который является самым распространенным и наиболее доступным.

Для решения этой задачи учитывалось:

- необычные свойства материала магнитопровода электромагнитных систем;
- сложность конфигурации границ конструктивных элементов магнитопровода расцепителя и другие.

При этом в общем случае математическое описание электромагнитных процессов в конструкции электромагнитного устройства расцепителя, представляется в виде системы уравнений Максвелла в дифференциальной форме без учета токов смещения [7, 8]:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} &= \bar{J}; \\ \operatorname{rot} \bar{E} &= -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \bar{B} &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Показанная система уравнений может быть дополнена материальными уравнениями, определяющими электрофизические свойства материалов:

$$\bar{B} = \mu \bar{H}; \quad \bar{J} = \gamma \bar{E}, \quad (2)$$

где \bar{H} – вектор напряженности магнитного поля;

\bar{B} – вектор индукции магнитного поля;

\bar{E} – вектор плотности токов проводимости;

μ – магнитная проницаемость (Гн/м), которая зависит в данном случае от напряженности магнитного поля H ;

γ – удельная электрическая проводимость;

t – время, с.

Используя общий случай для решения задачи, представим схематически расчетные области электромагнитных полей, которые показаны на рис. 3 [9]:

– подобласть Ω_1 с отличной от нуля удельной электрической проводимостью и вихревыми токами;

– подобласть Ω_2 без вихревых токов, которая

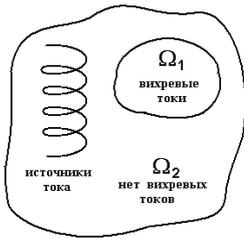


Рис. 3 – Общий случай расчета электромагнитного поля

может содержать токи сторонних источников.

При этом, показанная система уравнений Максвелла (1) и соответствующие граничные условия (для тангенциальной компоненты вектора \bar{H} , нормальной компоненты вектора \bar{B} , тангенциальной компоненты вектора \bar{E} и нормальной компоненты вектора \bar{J}), обеспечивают однозначность величин (B , E , H , J), характеризующих электромагнитное поле, однако не обеспечивают однозначность потенциалов, приведенных ниже [10].

Решение большинства прикладных задач расчета электромагнитных полей методом конечных элементов выполняется с использованием представления распределений векторов \bar{E} и \bar{H} в виде функций потенциалов [9 – 11]. Наибольшее распространение получили векторный магнитный потенциал \bar{A} и скалярный электрический потенциал V , которые определяются следующим образом [9 – 11]:

$$\begin{aligned} \bar{B} &= \operatorname{rot} \bar{A}; \\ \bar{E} &= -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \operatorname{grad} V. \end{aligned} \quad (3)$$

Также при расчете используются векторный электрический потенциал \bar{T} и скалярный магнитный потенциал ψ [10, 11]:

$$\bar{J} = \operatorname{rot} \bar{T}; \quad (4)$$

$$\bar{H} = \bar{T} - \operatorname{grad} \psi.$$

Исходя из этого, дифференциальные уравнения, решения которых в общем случае характеризуют пространственное и временное распределение введенных потенциалов, имеют следующий вид [9 – 11]:

– для векторного магнитного потенциала \bar{A} и скалярного электрического потенциала V :

в подобласти Ω_1 :

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \bar{A} + \gamma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \gamma \operatorname{grad} V = 0; \quad (5)$$

в подобласти Ω_2

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \bar{A} = \bar{J}_s, \quad (6)$$

где \bar{J}_s – вектор плотности тока стороннего источника;

– для векторного электрического потенциала \bar{T} и скалярного магнитного потенциала ψ :

в подобласти Ω_1

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \bar{T} + \mu \frac{\partial \bar{T}}{\partial t} + \mu \operatorname{grad} \frac{\partial \psi}{\partial t} = 0; \quad (7)$$

в подобласти Ω_2

$$\operatorname{div} \mu \operatorname{grad} \psi = 0. \quad (8)$$

Из выражений (3), (4) следует, что потенциалы электромагнитного поля в общем случае определены неоднозначно [9 – 11]. Так, потенциалы

$$A^{(1)} = A + \operatorname{grad} \chi;$$

$$V^{(1)} = V - \frac{\partial \chi}{\partial t} \quad (9)$$

и характеризуют то же самое электромагнитное поле, что и потенциалы A и V . При этом в выражениях (9) параметр χ представляет собой произвольную скалярную функцию координат [9].

Таким образом, можно сказать, что имеет место произвол в определении величин E и B [9]. Это позволяет определить дивергенцию векторного магнитного потенциала $\operatorname{div} \bar{A}$ произвольным образом с целью максимально возможного упрощения дифференциального уравнения (5) для подобласти Ω_1 с вихревыми токами [9 – 11]. Из научных источников [9 – 12] известно, что процедура наложения условия на дивергенцию векторного магнитного потенциала $\operatorname{div} \bar{A}$ называется калибровкой.

Наиболее распространенными калибровками, используемыми при решении задач расчета

трехмерных электромагнитных полей, являются [9, 11]:

– калибровка Кулона:

$$\operatorname{div} \bar{A} = 0; \quad (10)$$

– калибровка Лоренца

$$V = -\frac{1}{\mu\gamma} \operatorname{div} \bar{A}, \quad (11)$$

которая определяет дивергенцию векторного магнитного потенциала $\text{div} \vec{A}$ в терминах скалярного электрического потенциала V . Граничные условия для векторных потенциалов подробно описаны в работах [7, 8].

Для компьютерного моделирования методом конечных элементов нестационарных трехмерных электромагнитных полей в проводящих средах при наличии вихревых токов используются главным образом формулировки, основанные на калибровке Кулона (10). Основным отличием, приведенных ниже постановок от калибровки Лоренца (11), является использование совокупности нескольких (минимум двух) потенциалов для описания электромагнитного поля в расчетной области. При этом, в подобластях Ω_1 и Ω_2 , в общем случае используются различные комбинации потенциалов электромагнитного поля.

Основными формулировками, в данном случае, являются:

1) постановка $A, V - A$ [9], которая показывает, что для описания электромагнитного поля в подобласти Ω_1 используются векторный магнитный потенциал \vec{A} и скалярный электрический потенциал V , а в подобласти Ω_2 – векторный магнитный потенциал \vec{A} .

Недостатком рассматриваемой постановки является необходимость решения дифференциальных уравнений при четырех неизвестных в узле каждого конечного элемента (три компоненты векторного магнитного потенциала \vec{A} (A_x, A_y, A_z) и скалярный электрический потенциал V) в подобласти Ω_1 и при трех неизвестных в узле (A_x, A_y, A_z) в подобласти Ω_2 [10]. Это увеличивает вычислительные затраты при решении прикладных задач расчета электромагнитных полей и затрудняет создание эффективного прикладного программного обеспечения;

2) постановка $A, V - \psi$, которая позволяет уменьшить количество неизвестных в узлах конечных элементов в свободной от вихревых токов подобласти Ω_2 до одного (по сравнению с тремя неизвестными в постановке

$(A, V - A)$ благодаря использованию скалярного магнитного потенциала ψ вместо векторного магнитного потенциала \vec{A} в подобласти Ω_2 [9, 10].

Таким образом, постановка $\vec{A}, V - \psi$ является более эффективной (с точки зрения вычислительных затрат), по сравнению с рассмотренной выше постановкой $\vec{A}, V - \vec{A}$.

Указанная постановка $\vec{A}, V - \psi$ [9] использована в настоящей работе для компьютерного моделирования электромагнитных процессов в рассматриваемых конструкциях электромагнитного расцепителя автоматического выключателя серии ВА. При использовании рассматриваемой постановки решаются следующие уравнения электромагнитного поля [7, 8]:

$$\text{rot} \frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} - \text{grad} \frac{1}{\mu} \text{div} \vec{A} + \gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \gamma \text{grad} V = 0, \quad (12)$$

$$\text{div} \left(-\gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \gamma \text{grad} V \right) = 0; \quad (13)$$

в подобласти Ω_2

$$\text{div} \mu \text{grad} \psi = 0 \quad (14)$$

с соответствующими граничными условиями.

Результаты расчета. В соответствии с целью работы и постановки задачи разработана математическая модель расчета и распределения электромагнитного поля. Результаты экспериментальных исследований, сравнивались с результатами компьютерного моделирования процессов в рассматриваемых конструкциях магнитопроводов расцепителей с применением соответствующих материалов, а именно электротехнической стали марки 2213 и аморфного сплава марки 7421, соответственно.

Для расчетной схемы электромагнитного расцепителя максимальной токовой защиты нестационарные уравнения (12) – (14) с соответствующими граничными условиями решаются в трехмерной постановке методом конечных элементов. Расчетная схема электромагнитного расцепителя и поперечное сечение его конструкции показаны на рис. 4 и рис. 5.

Уравнения (12) – (14) решаются со следующими начальными и граничными (краевыми) условиями [9].

Начальные условия – отсутствие электромагнитного поля в рассматриваемой конструкции в начальный момент времени при $t = 0$:

$$\vec{A}(x, y, z, 0) = 0 \quad (15)$$

Граничные условия определяются на удаленных границах в области M и представляют собой нулевое граничное условие, характеризующее отсутствующее электромагнитное поле на достаточно больших расстояниях от обмоток электромагнитного расцепителя, которое определяется следующим образом:

$$\vec{A}(x, y, z, t) = 0 \quad (16)$$

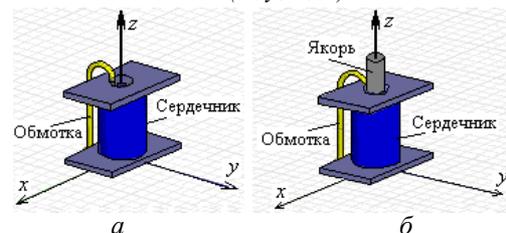


Рис. 4 – Расчетная 3D модель электромагнитного расцепителя: а – зазор при ходе якоря, равный 0 мм; б – зазор при ходе якоря, равный 4 мм

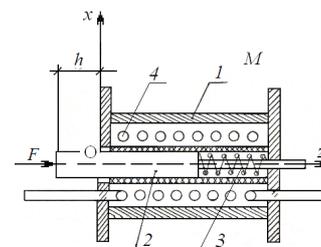


Рис. 5 – Поперечное сечение электромагнитного расцепителя:

1 – сердечник электромагнита; 2 – якорь электромагнита; 3 – противодействующая пружина электромагнита; 4 – обмотка; F – сила противодействующей h – параметр, определяющий ход якоря; M – область распределения магнитного поля системы; x, z – оси расчетной области M

Магнитные свойства материалов рассматриваемых конструкций приведены в работах [3, 4]. Результаты исследований, представленные в [4], позволяют при выполнении расчетов пренебречь магнитной анизотропией аморфного сплава марки 7421, чем обосновывается решение нестационарных уравнений (12) – (14) для материала, обладающего изотропными магнитными свойствами.

Расчет распределения магнитного поля и сравнительный анализ работы электромагнита переменного тока с магнитными системами на основе электротехнической стали марки 2213 и аморфного сплава марки 7421 выполнен с помощью программы ANSYS – Maxwell. [8]. Количество узлов конечных элементов модели составляло 205186.

Для построения картины распределения магнитного поля определены основные элементы электромагнитного распейателя (рис. 6) и заданы основные параметры:

- кривые намагничивания приведены (рис. 7);
- коэрцитивная сила, определяющая прямоугольность аморфного сплава – $H_c = 8 \text{ A/m}$;
- номинальный ток выключателя – $I = 250 \text{ A}$;
- частота сети $f = 50 \text{ Гц}$;
- число витков намагничивающей катушки магнитопровода: $w = 7$;
- диаметр обмотки намагничивающей катушки: $d = 7 \text{ мм}$.

Кривые намагничивания для исследуемых сталей показаны на рис. 7.

В результате расчета распределения магнитного поля в электромагните переменного тока с втягиваю-

щимся якорем были получены картины распределения магнитной индукции для разных положений якоря, рис. 8.

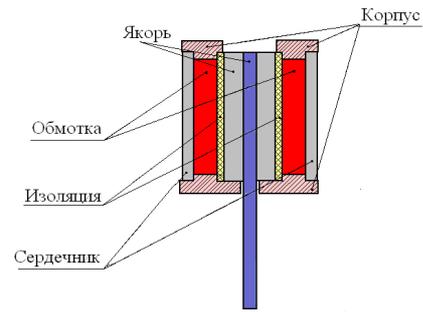


Рис. 6 – Основные элементы конструкции электромагнита (на основе аморфной стали марки 7421)

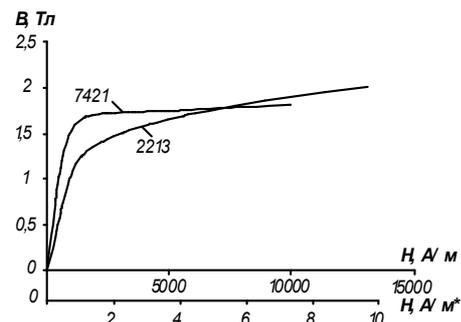


Рис. 7 – Кривые намагничивания сталей

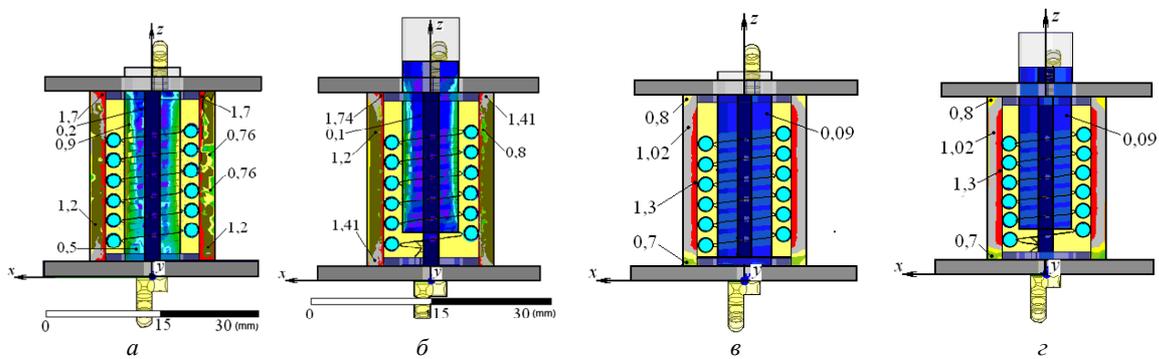


Рис. 8 – Распределение магнитной индукции (Тл) в магнитопроводе распейателя:

- a* – аморфный сплав, якорь в исходном положении; *б* – аморфный сплав, якорь сдвинут на 4 мм;
- в* – электротехническая сталь, якорь в исходном положении; *г* – электротехническая сталь, якорь сдвинут на 4 мм

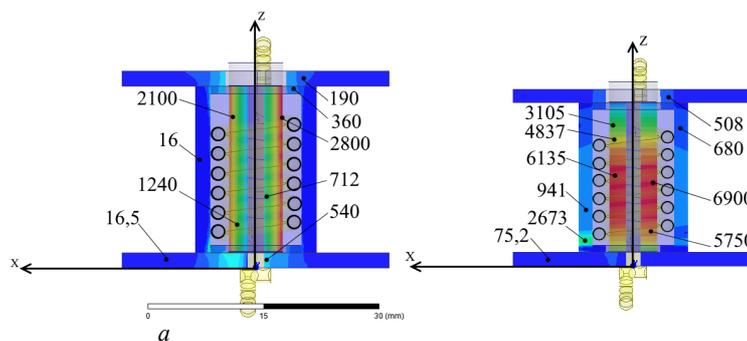


Рис. 9 – Распределение магнитной напряженности (А/м) в магнитопроводах распейателей: *a* – аморфный сплав; *б* – электротехническая сталь

На рис. 9 показаны картины распределения магнитной напряженности для магнитных систем расцепителей из аморфного сплава (рис. 9, а) и электротехнической стали (рис. 9, б) при нулевом сдвиге якоря. Как видно из представленных рисунков, напряженность магнитного поля в магнитопроводе расцепителя из аморфного сплава почти в 3,5 раза меньше, чем в магнитопроводе расцепителя из электротехнической стали при аналогичных исходных условиях расчета.

Сравнительный анализ результатов расчетных и экспериментальных исследований показывает их удовлетворительное совпадение (погрешность не превышает 7%, что является приемлемым в инженерной практике).

Таким образом, в процессе расчета были определены задачи и тип магнитного расчета, а так же параметры, необходимые для построения распределения магнитного поля в магнитопроводе и получены кривые намагничивания материалов конструкции.

Выводы. Сравнительный анализ электромагнитов переменного тока с магнитными системами на основе электротехнической стали марки 2213 и аморфного сплава марки 7421, а также предварительный расчет параметров и распределения магнитного поля в конструкциях магнитопроводов расцепителей, показали эффективность использования магнитопровода из аморфного сплава. Полученные данные совпадают с проведенными исследованиями (погрешность в расчетах составляет 7%), что способствует развитию дальнейшего определения возможности применения аморфных сплавов различных марок в электромагнитных системах электротехнических устройств.

Список литературы: 1. Загирняк М. В., Электрические аппараты. / М. В. Загирняк, Н. И. Кузнецов. – Учебное пособие. – Кременчуг: КДПУ, 2005. – 320 с. 2. Клименко Б. В. Електричні апарати. Електромеханічна апаратура комутації, керування та захисту. Загальний курс: навчальний посібник. – Харків: Вид-во «Точка», 2012. – 340 с. 3. Мишин Д. Д. Магнитные материалы. –М.: Высш. шк.,

1991.– 384 с. 4. Павленко Т. П., Токарь М. Н. Анализ и исследование свойств аморфных сплавов. / Т. П. Павленко М. Н. Токарь. // Электротехника і Електромеханіка. – Харків. – 2013. – № 5. – С. 45 – 47. 5. Буль О. Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Магнитные цепи, поля и программа FEMM: / О. Б. Буль // Учеб. пособ. для студ. высш. учеб. заведений. – М.: «Академия», 2005. – 336 с. 6. Методы расчета электрических и магнитных полей./ В. Э Фризен, В. И. Черных, С. А. Бычков и др. – Екатеринбург: УрФУ. –2014, – 176 с.7. Буль О. Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Магнитные цепи, поля и программа FEMM: / О.Б. Буль // Учеб. пособ. для студ. высш. учеб. заведений. – М.: «Академия», 2005. – 336 с. 8. Буль О. Б. – Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов. Программа ANSYS / О. Б. Буль.: – М.: Академия, 2006. – 288 с. 9. Biro O., Preis K. On the use of the magnetic vector potential in the finite element analysis of three-dimensional eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics . – 1989, v.25, No 4. – P. 3145 – 3159. 10. Biro O., Preis K. Finite element analysis of 3-D eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics . – 1990, v. 26, No. 2. – P. 418 – 423. 11. Biro O., Preis K., Richter K.R. Various FEM formulations for the calculation of transient 3D eddy currents in nonlinear media. – IEEE Transactions on Magnetics . – 1995, v. 31, No.3. – P. 1307 – 1312. 12. Матвеев А.Н. Электричество и магнетизм. / А.Н. Матвеев – М.: Высшая школа, 1983. – 463 с.

Bibliography (transliterated): 1. Zagirnyak, M. V, and N. I. Kuznecov. *Elektricheskie apparaty*. Kremenchug: KDPU, 2005. Print. 2. Klimenko, B. V. *Elektrichni aparati. Elektromehanična aparatura komutaції, keruvannya ta zahistu*. Kharkiv: Tochka, 2012. Print. 3. Mishin, D. D. *Magnitnye materialy*. Moskva: Vyssh. Shk, 1991. Print. 4. Pavlenko, T. P., and M. N. Tokar. "Analiz i issledovanie svoystv amorfnyh splyavov." *Elektrotehnika i Elektromehaniка* 5. (2013): 45–47. Print. 5. Bul, O. B. *Metody rascheta magnitnyh sistem elektricheskikh apparatov: Magnitnye cepi, polya i programma FEMM*. Moskva: «Akademiya», 2005. Print. 6. Frizen, V. E, et al. *Metody rascheta elektricheskikh i magnitnyh poley*. Ekaterinburg: UrFU, 2014. Print. 7. Bul, O. B. *Metody rascheta magnitnyh sistem elektricheskikh apparatov: Magnitnye cepi, polya i programma FEMM*. Moskva: «Akademiya», 2005. Print. 8. Bul, O. B. *Metody rascheta magnitnyh sistem elektricheskikh apparatov. Programma ANSY*. Moskva: Akademiya, 2006. Print. 9. Biro, O., and K. Preis "On the use of the magnetic vector potential in the finite element analysis of three-dimensional eddy currents." *IEEE Transactions on Magnetics* v.25/ No. 4. 1989. 3145–3159. Print. 10. Biro, O., and K. Preis "Finite element analysis of 3-D eddy currents/" *IEEE Transactions on Magnetics* v. 26. No. 2. 1990. 418–423. Print. 11. Biro, O., K. Preis and K. R. Richter "Various FEM formulations for the calculation of transient 3D eddy currents in nonlinear media." *IEEE Transactions on Magnetics* v. 31. No. 3. 1995. 1307–1312. Print. 12. Matveev, A.N. *Elektrichestvo i magnetizm*. Moskva: Vysshaya shkola, 1983. Print.

Поступила (received) 13.05.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Павленко Татьяна Павловна – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», професор кафедры электрических машин; e-mail: khpavlenko@yandex.ru

Pavlenko Tatyana Pavlovna – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Professor at the Department of Electrical machines; e-mail: khpavlenko@yandex.ru

Пантелеят Михаил Гарриевич – кандидат физико-математических наук, ст. науч. сотр., Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», ст. преподаватель кафедры электрических аппаратов; e-mail: m150462@yahoo.com

Pantelyat Michael Garrievich –Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Research Officer, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Senior Lecturer at the Department of electrical apparatus; e-mail: m150462@yahoo.com

Плюгин Владислав Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры электрических машин; тел.: (099) 213-07-48; e-mail: vlad.plyugin@gmail.com.

Pliugin Vladyslav Jevgenovych – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Associate Professor at the Department of electrical machines; tel.: (099) 213-07-48; e-mail: vlad.plyugin@gmail.com.

Токарь Максим Николаевич – инженер, ПАО «Электромашина»; e-mail: mr.max.t@mail.ru

Tokar Maksim Nikolaevich – engineer, PJSC «Elektromashina»; e-mail: mr.max.t@mail.ru

УДК 621.313.333.2

В. С. ПЕТРУШИН, Р. Н. ЕНОКТАЕВ

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ТЕКСТИЛЬНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

Определен эквивалентный нагрузочный момент на валу двигателя привода ткацкого станка с учетом циклограммы и тахограммы нагрузки, а также тепловой нагрузочной способности. При трех диапазонных критериях выполнено автоматизированное оптимизационное проектирование регулируемых асинхронных двигателей и найдены значения варьируемых параметров двигателей, зависящие от выбранного критерия. Обосновано использование модифицированного критерия приведенных затрат. Выполнена проверка теплового состояния двигателей в динамических режимах с учетом тахограммы нагрузки.

Ключевые слова: регулируемый асинхронный двигатель, циклограмма нагрузки, тахограмма нагрузки, эквивалентный нагрузочный момент, проектные диапазонные критерии, варьируемые переменные, оптимизационное проектирование, тепловое состояние.

Введение. Частотный асинхронный электропривод (ЧАЭП) ткацкого станка обеспечивает работу при заданных циклограмме – $M(t)$ и тахограмме – $n(t)$ нагрузки. Серийные асинхронные двигатели (АД) проектируются на номинальную точку работы и выбор их для такого электропривода требует нахождения условного эквивалентного момента. Для улучшения энергетических показателей ЧАЭП целесообразно проектирование специальных регулируемых асинхронных двигателей (РАД) с учетом заданного диапазона регулирования, что существенно увеличивает объем расчетов и предполагает использование комплексных проектных моделей, включающих в себя модели всех составляющих привода [1,2,3,4]. В качестве диапазонных проектных критериев могут быть использованы как энергетические показатели двигателя, в частности КПД, так и приведенные затраты привода [5, 6]. Рационально применение модифицированного критерия приведенных затрат [7].

Постановка задачи. Оптимизационное проектирование РАД осуществляется путем параметрической оптимизации базового двигателя, в качестве которого, как правило, выбирается общепромышленный серийный АД. Выбор выполняется с учетом того, что в рабочем цикле присутствуют изменения, как скорости, так и момента нагрузки. При этом необходимо принимать во внимание снижение допустимого нагрузочного момента в связи с температурными ограничениями для определенного класса изоляции при изменении частоты питающего напряжения, имеющего место при частотном регулировании. С этой целью используется «нормальная» характеристика тепловой нагрузочной способности, построенная для асинхронных двигателей определенного конструктивного исполнения (степени защиты и системы охлаждения) и применяемого закона частотного управления. В результате анализа нагрузки на каждом сегменте рабочего цикла может быть рассчитан эквивалентный нагрузочный момент. Если предположить, что повышение температуры прямо пропорционально потерям и что тепловые потери являются преобладающим компонентом общих потерь, то с учетом изменения потерь пропорционально квадрату скорости выражение для расчета эквивалентного

момента имеет следующий вид:

$$M_{eq} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^7 \left(\frac{M_i}{df_i}\right)^2 t_{if}}}{\sum_{i=1}^7 t_i}, \quad (1)$$

где M_{eq} – эквивалентный момент двигателя, M_i – момент для каждого сегмента рабочего цикла, df_i – поправочный коэффициент для каждой рабочей скорости, который учитывает повышение температуры и соответственно снижение допустимого нагрузочного момента, t_i – период каждого сегмента цикла.

Используя найденное значение эквивалентного момента, определяется мощность нагрузки и выбирается наиболее подходящий общепромышленный серийный АД. С помощью параметрической оптимизации разрабатывается требуемый РАД.

Рационально при проектировании энергосберегающих РАД использовать в качестве проектного критерия среддиапазонное значение КПД двигателя, максимум которого достигается в результате параметрической оптимизации. Если известны временные диаграммы эксплуатации нагрузок, т.е. время работы на каждой частоте вращения, определяемое технологическими требованиями к приводным механизмам, то оценку такого диапазонного энергетического критерия необходимо производить с учетом длительности работы двигателя в каждой точке диапазона регулирования [4]

$$\eta_{срАД} = \frac{\sum_i (\eta(n_i) \cdot t_{n_i})}{\sum_i t_{n_i}}, \quad (2)$$

где t_{n_i} – время работы двигателя при частоте вращения n_i , i – порядковый номер рабочего сегмента.

Другим приемлемым проектным критерием представляется приведенные затраты (ПЗ) электропривода [6]. Следует отметить, что при работе РАД в составе современных ЧАЭП из-за близости коэффициента мощности привода к 1 из выражения критерия ПЗ электропривода может быть исключена составляющая, соответствующая стоимости компенсации реактивной энергии:

$$ПЗ_{эн} = C_{эн} [1 + T_n (k_a + k_o)] + C_{азн}, \quad (3)$$

где $C_{эн}$ – полная стоимость электропривода.
Стоимость потерь активной энергии

$$C_{азн} = C_{cae} P_{1эн} (1,04 - \eta_{эн}), \quad (4)$$

где C_{cae} – коэффициент, учитывающий стоимость потерь активной энергии, представляющий собой произведение стоимости 1 кВт·ч электроэнергии в течение срока службы двигателя (0,1 у.е. за кВт·ч), числа часов работы двигателя в течении года (2100), нормативного срока окупаемости электропривода T_n и коэффициента относительной загрузки двигателя (0,8). Для ЧАЭП значения $T_n = 5$ лет, $k_a = 0,065$ (коэффициент, учитывающий амортизационные отчисления), $k_o = 0,069$ (коэффициент, учитывающий затраты на обслуживание электропривода) принимаются такими же, что и для общепромышленных [6].

Среднедиапазонные $ПЗ_{эн}$ также могут быть рассчитаны с учетом длительности работы двигателя в каждой точке диапазона регулирования

$$ПЗ_{сдэл} = \frac{\sum_i (ПЗ_{эн}(n_i) \cdot t_{n_i})}{\sum_i t_{n_i}}, \quad (5)$$

Модифицированный критерий $ПЗ$ электропривода [7] учитывает влияние инфляционных процессов и приоритет энергетической составляющей над капитальными затратами. Это осуществляется за счет введения коэффициента значимости эксплуатации $k_{эз}$ и коэффициента инфляции $k_{инф}$.

Тогда выражение для модифицированного критерия $ПЗ$ электропривода имеет вид:

$$ПЗ_{эзм} = \frac{C_{эн}}{k_{эз}} + C_{эн} \cdot (k_{ам} + k_{об}) \cdot k_{инф} + C_{азн} \cdot k_{инф}, \quad (6)$$

где $k_{эз}$ – коэффициент значимости эксплуатации;

$k_{инф}$ – коэффициент инфляции.

Значение $k_{инф}$ рассчитывается следующим образом

$$k_{инф} = \frac{\sum_{m=0}^{T_n-1} (1 + \frac{d_{инф}}{100\%})^m}{T_n}, \quad (7)$$

где $d_{инф}$ – усредненный показатель годовой инфляции (в %).

Результаты исследований. Нагрузка ткацкого станка, при полной величине 50 Нм, представляется следующей диаграммой (рис.1).

В соответствии с диаграммой задается диапазон регулирования от 540 об/мин до 3600 об/мин. Питание привода осуществляется от трехфазной сети переменного тока 380В/50 Гц. Класс нагревостойкости изоляции двигателя В (допустимая температура 130⁰С). Используется двигатель с самоохлаждением. При прямом соединении двигателя с нагрузкой не требуется редуктор.

На (рис.2) приведена «нормальная» характеристика тепловой нагрузочной способности асинхронных двигателей серии 4А, используя которую определяется эквивалентный нагрузочный момент.

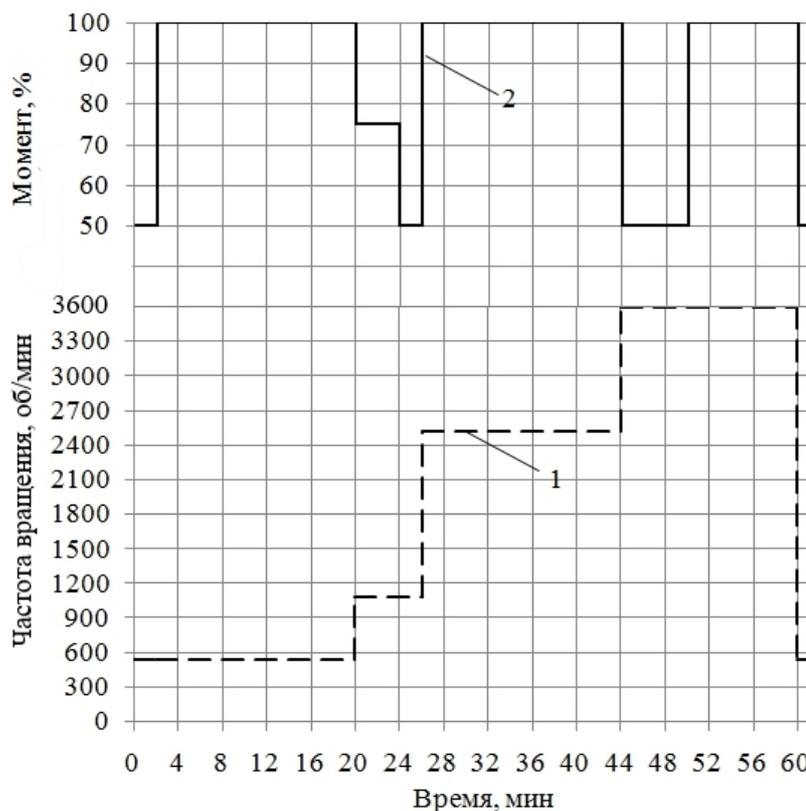


Рис. 1 – Диаграмма нагрузки ткацкого станка.
Частота вращения n (1) и момент двигателя M (2)

Таблиця 1 – К расчету эквивалентного нагрузочного момента

Период (мин.)	2	18	4	2	18	6	10
Момент (о.е.)	0,50	1,00	0,75	0,50	1,00	0,50	1,00
Момент (Нм)	25,0	50,0	37,5	25,0	50,0	25,0	50,0
Скорость (об/мин.)	540	540	1080	1080	2520	3600	3600
Частота (Гц)	9	9	18	18	42	60	60
Частота (о.е.)	0,15	0,15	0,30	0,30	0,70	1,00	1,00
Поправочный коэффициент df_i	0,67	0,67	0,78	0,78	1,00	0,83	0,83

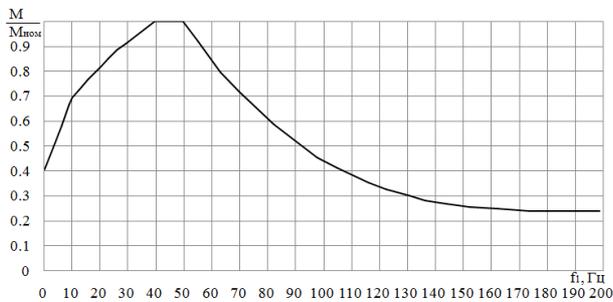


Рис. 2 – Характеристика тепловой нагрузочной способности асинхронных двигателей серии 4А

В (табл.1) сведены данные для расчета на каждом сегменте нагрузочного цикла. Согласно (1) эквивалентный нагрузочный момент составляет 57,8 Нм, что позволяет определить требуемую мощность двигателя.

Выбран серийный асинхронный двигатель 4А160М2.

Системный подход предусматривает при проектировании РАД совместное рассмотрение преобразователей, двигателей и нагрузок [2,5]. Ввиду этого требуется специальное программное обеспечение автоматизированного проектирования. Программа DIMASDrive [3], разработанная на кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета, позволяет осуществить проектирование РАД. В качестве первого проектного критерия использовался средндиапазонный критерий КПД двигателя, второго – средндиапазонный критерий ПЗ электропривода. Рассматривается работа двигателя в РЭП с частотным преобразователем (Altivar 58, 1500 у.е., 15 кг, $\eta_{np}=0.94$) при законе частотного управления $U/f=const$

В качестве варьируемых параметров выбраны длина пакета статора двигателя (L), которая изменяется в диапазоне от 104 до 182 мм и частота, на которую проектируется обмотка статора (ОС) двигателя, изменяющаяся в диапазоне от 45 до 55 Гц. Изменение частоты (f) предполагает автоматическое изменение числа витков ОС (W_1), сечения эффективного проводника ОС ($q_{эф}$), диаметра обмоточного провода (d_{np}).

Выполнен подбор коэффициента $k_{зз}$ для согласования максимума КПД и минимума ПЗ [7]. Экстремумы критериев зависят только от варьируемых переменных, отвечающих массогабаритности составляющей. При введении коэффициента $k_{зз} = 15$ экстремумы совпадают. Кроме того был использован коэффициент $k_{инф}$, равный 1,192, что соответствует показателю инфляции $d_{инф} - 5\%$ и сроку окупаемости $T_n - 5$ лет. В процессе оптимизации были учтены проектные диапазонные ограничения по температурам обмотки статора и подшипниковых щитов. В двигателях прошедших оптимизацию диаметр обмоточного провода (d_{np}) остался неизменным.

В (табл. 2) приведены значения проектных критериев и конструктивных изменений при использовании трех выбранных критериев проектирования.

При учете задаваемой инфляции на 15,5 % изменится величина модифицированного критерия приведенных затрат ЭП (увеличится с 3486 до 4127 у.е.).

Представляется возможным, используя тахограмму рассматриваемой нагрузки,

Таблиця 2 – Проектные критерии и конструктивные изменения

Двигатели	Серийный	Оптимизированный по критерию ПЗ	Оптимизированный по критерию КПД	Оптимизированный по модифицированному критерию ПЗ
Показатели				
ПЗ эп, у.е.	5819	5480	5550	3486
η эп	72,8	76,81	76,96	77
η АД	77,16	81,42	81,58	81,62
$\cos\phi$ АД	0,93	0,88	0,93	0,90
Масса АД, кг	120	122	133	126
Стоимость АД, у.е.	638	648	699	664
Объем АД, дм ³	9,62	9,93	11,4	10,38
f , Гц	50	59,9	59,6	59,9
W_1	84	70	70	70
$q_{эф}$, мм ²	2,76	3,30	3,29	3,30
L , мм	130	134	154	140

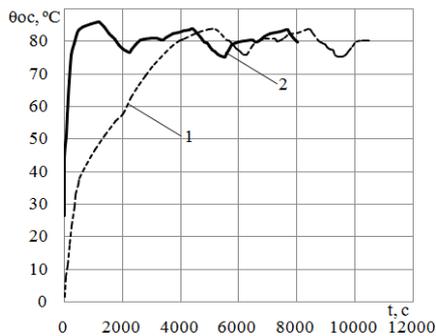


Рис.3 – Перегрев температуры пазовой части обмотки статора «холодного» (1) и «горячего» (2) двигателей

смоделировать тепловое состояние двигателя (перегрев температуры пазовой части обмотки статора Θ_{oc}) в динамическом режиме. Далее проведен анализ лучшей модификации АД, полученной при оптимизационном проектировании по критерию модифицированных ПЗ.

На (рис.3) представлены зависимости Θ_{oc} , построенные как без использования соответствующих перегревов конструктивных частей машины, т.е. при рассмотрении «холодного» двигателя, так и с использованием данных перегревов, т.е. при рассмотрении «разогретого» двигателя.

Исходя из рис. 3 модифицированный двигатель при работе на заданную нагрузку не будет перегреваться.

Выводы

1. Определение эквивалентного момента и выбор серийного асинхронного двигателя для привода ткацкого станка осуществляется с использованием характеристики тепловой нагрузочной способности и диаграммы нагрузки.

2. Применение в электроприводе станка модификаций базового двигателя, полученных при нескольких проектных критериях, обеспечивает повышенные энергетические показатели и сниженные приведенные затраты.

3. При рассмотрении теплового состояния АД в динамических режимах определена возможность работы без перегрева лучшей модификации в рассматриваемом приводе.

Список литературы: 1. IEC 60034 - 25. Руководство по проектированию и производству асинхронных электродвигателей для работы от преобразователей частоты. 2006. 2. Петрушин В. С. Проектирование модификаций асинхронных короткозамкнутых двигателей для систем полупроводникового электропривода. / В. С. Петрушин, С. В. Рябинин, А. М. Якимец // Проблемы автоматизированного привода. Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – № 61. – С. 196 – 197. 3. Петрушин В. С., Рябинин С. В., Якимец А. М. Программный продукт „DIMASDrive“. Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА№4065). Киев: Министерство образования и науки Украины. Государственный департамент интеллектуальной собственности, 26.03.2001. 4. Петрушин В. С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе: Учеб. пособ. для студ. высш. учеб. заведений. – Одесса: Наука и техника, 2006. – 303с. 5. Петрушин В. С. Проектные диапазонные критерии при разработке регулируемых асинхронных двигателей. / В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев // Научно-практический журнал «Электротехника і Електромеханіка». – 2014. – №5. – С. 33 – 36. 6. Петрушин В. С. Приведенные затраты асинхронных двигателей в частотном электроприводе при различных законах управления // Електромашинобудування та електрообладнання: Респ. міжвід.наук.-техн. зб. – 2001. – №56. – С. 51 – 54. 7. Петрушин В. С. Модификация критерия приведенных затрат электропривода для проектирования регулируемых асинхронных двигателей / В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – 2014. – № 38 (1081). – С. 132 – 137.

Bibliography (transliterated): 1. IEC 60034 – 25. Rukovodstvo po proektirovaniu i proizvodstvu asinkhronnykh elektrodvigatel'ei dlia raboty ot preobrazovatelei chastoty, 2006. Print. 2. Petrushin, V. S., S. V. Rjabinin and A. M. Iakimets'. "Proektirovanie modifikatsii asinkhronnykh korotkozamknytykh dvigatelei dlia sistem poluprovodnikovogo elektroprivoda." Vestnik Hark. gos. politehn. in-ta. No. 61. Kharkov: HGPU, 2000. 196–197. Print. 3. Petrushin V. S., S. V. Rjabinin and A. M. Iakimets'. "Programmyj produkt "DIMASDrive". Programma analiza raboty, vybora i proektirovanija asinkhronnykh korotkozamknytykh dvigatelej sistem reguliruemogo jelektroprivoda." Patent UA, No.4065. CD. 4. Petrushin V. S. Asinkhronnye dvigateli v reguliruemom elektroprivode. Ucheb. posob. dlia stud. vyssh. ucheb. zavedenii. Odessa. Nauka i tekhnika, 2006. 5. Petrushin V. S., and R. N. Yenoktaiev. "Proektnye diapazonnye kriterii pri razrabotke reguliruemyykh asinkhronnykh dvigatelei." Elektrotekhnika i Elektromekhanika 5 (2014): 33–36. Print. 6. Petrushin V. S. "Privedennyye zatraty asinkhronnykh dvigatelei v chastotnom elektroprivode pri razlichnykh zakonakh upravleniia." Elektromashinobuduvannia ta elektroobladnannia. Resp. mizhvid.nauk.-tekh. zb. No 56. 2001. 51–54. Print. 7. Petrushin V. S., and R. N. Yenoktaiev. "Modifikatsiia kriteriia privedennykh zatrat elektroprivoda dlia proektirovaniia reguliruemyykh asinkhronnykh dvigatelei." Vestnik Natsional'nogo tekhnicheskogo un-ta. No 38 (1081). 2014. 132–137. Print.

Поступила (received) 24.04.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Петрушин Виктор Сергеевич – доктор технических наук, профессор, Одесский национальный политехнический университет, заведующий кафедры электрических машин, тел.: (057) 707-65-14; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net.

Petrushin Viktor Sergeevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Odessa national polytechnic university, Chair of the Department of Electrical machines, phone: +38 (048)7348494; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net.

Еноктаев Ростислав Николаевич – Одесский национальный политехнический университет, инженер кафедры электрических машин, тел. (097)046-30-70; e-mail: rostik-enok@inbox.ru

Yenoktaiev Rostislav Nikolaievich – Odessa national polytechnic university, Engineer of the Department of Electrical machines, phone +38 (048)734-8494; e-mail: rostik-enok@inbox.ru

УДК 621.313

А. П. РАЩЕПКІН, Р. С. КРИЩУК

ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ ТОРЦЕВОГО ДУГОСТАТОРНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ДИСКОВИМ ФЕРОМАГНІТНИМ РОТОРОМ ТА КОМПЕНСОВАНОЮ ОБМОТКОЮ

У статті представлено метод розрахунку енергетичних показників торцевого дугостаторного асинхронного двигуна (ТДАД) з компенсованою одношаровою обмоткою. Обґрунтовано необхідність застосування компенсованої обмотки для ТДАД. Представлено розрахунок енергетичних показників та магнітних сил, що діють на дисковий ротор, при несиметричному розміщенні дискового ротора в зазорі. Дано спосіб регулювання швидкості ТДАД для використання на кульових барабанних млинах. На основі розрахунку виконано аналіз щодо доцільності використання феромагнітного дискового ротора. Показано залежності енергетичних параметрів двигуна від фізичних параметрів дискового ротора.

Ключові слова: енергетичні характеристики, магнітні сили, торцевий дугостаторний асинхронний двигун.

Вступ. Сучасна промисловість не може обійтися без барабанних млинів – механізмів, що здійснюють подрібнення гірських порід на гірничо-збагачувальних комбінатах (ГЗК), вугілля на теплових електростанціях (ТЕС), в цементній промисловості. Основні складові барабанних млинів – це електропривід та обертовий барабан, який може бути як з наповнювачем (кулі, стержні, тетраедри), так і без. Електропривід барабанних млинів буває безредукторний та з використанням механічної передачі моменту (зубчаті вал та вінець) [10].

Оскільки сучасний безредукторний електропривід вимагає значних капіталовкладень, то на барабанних млинах до 18 МВт використовуються барабанні млини з механічною передачею від синхронних (рідше від асинхронних) двигунів. Такий електропривід має суттєві недоліки. Це, зокрема, зношені зубці шестерней, необхідність в регулюванні їх стиковки, постійне змащення зубців, заміна механічних деталей, часті планові ремонти. Тому розробка надійного та недорогого безредукторного електроприводу потужністю в кілька мегават є актуальним завданням.

В минулому сторіччі було запропоновано та впроваджено дугостаторний безредукторний електропривід для кульових барабанних млинів ТЕС (Ш-50) потужністю 2,5МВт [16]. Складається електропривід зі статора з розімкненим магнітопроводом у вигляді дуги та ротора, розміщеного на барабані. Оскільки барабан млина обертається зі швидкістю 17 об/хв, то дуговий статор дозволяв зменшити швидкість обертання без використання частотних перетворювачів. Такий двигун зазнав невдачі по причині значної односторонньої сили притягування, що виникала між статором та ротором та призводила до вигинання ярма магнітопроводу. Тому кульові барабанні млини ТЕС потужністю в кілька мегават й досі комплектуються електроприводом на механічній передачі.

На цей час в якості безредукторного електроприводу широке застосування знайшли торцеві двигуни. Вони відрізняються своєю конструкцією, яка дозволяє виконати компактний безредукторний електропривід з можливістю регулювання величини немагнітного проміжку.

В даній роботі досліджується торцевий

дугостаторний асинхронний двигун (ТДАД) з електропровідним дисковим ротором в зазорі між статорами, що призначений для кульових барабанних млинів. Це поєднання конструкції торцевого асинхронного двигуна (ТАД) з конструкцією лінійного асинхронного двигуна (ЛАД), принцип роботи яких аналогічний [13]. У статтях [6, 5] розглядається відповідно метод розрахунку усередненого магнітного поля ТДАД та метод розрахунку з урахуванням товщинного крайового ефекту, у статті [13] – розрахунок енергетичних показників для одношарової некомпенсованої обмотки ТДАД. Методи розрахунку враховують зміну по радіусу лінійну швидкість обертання.

Мета роботи. Розробити метод розрахунку енергетичних показників та магнітних сил торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з несиметрично розміщеним в зазорі дисковим електропровідним феромагнітним ротором та одношаровою компенсованою трифазною обмоткою.

Матеріали досліджень. Розрахунок індукції магнітного поля. На рисунку 1 в циліндричній системі координат представлено модель активної частини ТДАД, де позначенням 1 показано ротор, 2 – статори, між якими знаходиться зазор двигуна. Ротор дисковий, феромагнітний, електропровідний, кріпиться до корпусу обертового тіла 3.

Обмотки статорів розміщуються в пазах і з'єднуються послідовно в електричній мережі живлення. Струмове навантаження пазів 4 в математичній моделі представлено у вигляді дельта-функцій Дірака на поверхні магнітопроводів посередині реальних пазів (i_p -складова струмового навантаження), а струмове навантаження лобових частин 5 – на внутрішніх ребрах магнітопроводів (i_ϕ -складова струмового навантаження).

У відповідності до приведенної в [6] обґрунтованої розрахункової моделі двигуна введено допущення, що довжина магнітопроводів статорів 2 продовжена в азимутальному напрямку до повного кола, а ширина – до радіальних розмірів ротора 1. Магнітопроводи статорів вважаються з'єднані між собою феромагнітними шунтами 6, які прийняті ідеальними з нескінченною питомою магнітною проникністю. Насправді ж розміри магнітопроводів

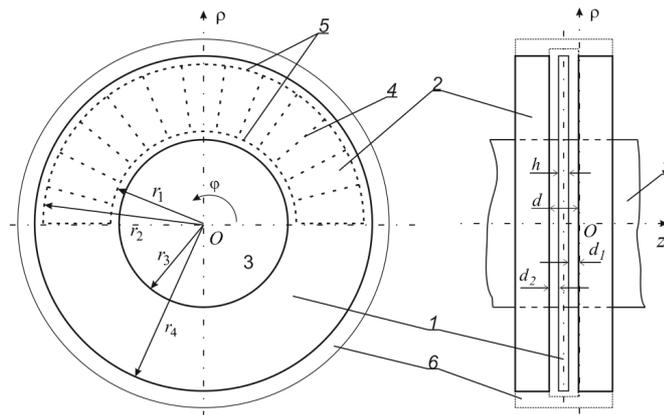


Рис. 1 – Модель активної частини ТДАД

обмежені контурами струмового навантаження лобових частин 5 та крайніх пазів.

Математична модель для комплексних амплітуд B_z -складової індукції магнітного поля ТДАД з дисковим феромагнітним ротором в циліндричній системі координат для квазістаціонарного режиму отримано з системи рівнянь Максвелла і має вигляд [6, 5]

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 B_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \rho} = i\mu_r \mu_0 \sigma_r \omega B_z + \mu_r \mu_0 \sigma_r \frac{v(\rho)}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \varphi}, \quad (1)$$

де μ_r – відносна магнітна проникність ротора;

μ_0 – магнітна проникність повітря;

σ_r – питома електрична провідність ротора;

$\omega = 2\pi f$ – кутова частота;

f – частота струму в мережі живлення;

$v_\varphi(\rho)$ – лінійна швидкість обертання ротора;

$$v_\varphi(\rho) = v_s(I-s); \quad v_s = 2f\tau(\rho); \quad \tau(\rho) = \frac{\pi\rho C_s}{p}, \quad (2)$$

де s – ковзання;

v_s – швидкість обертання магнітного поля;

$\tau(\rho)$ – полюсний крок;

C_s – відносний коефіцієнт реального розміру

дуги статора до повного кола;

p – кількість пар полюсів.

Рівняння (1) дійсне для всього зазору двигуна. Якщо розглядати область повітряних проміжків, то там питома електрична провідність дорівнює нулю, й тоді магнітне поле в повітряних зазорах описується однорідним рівнянням (1).

На границях зазору $\rho = r_3$ і $\rho = r_4$ (рис. 1) маємо граничні умови

$$B_z = 0, \quad (3)$$

а по координаті φ виконуються умови періодичності.

На границях при $z=0$ та $z=-d$ маємо відповідно наступні граничні умови [6]

$$\left. \begin{aligned} B_\rho &= -\mu_0 i_\varphi; \\ B_\varphi &= \mu_0 i_\rho; \end{aligned} \right|_{z=0} \quad \left. \begin{aligned} B_\rho &= \mu_0 i_\varphi; \\ B_\varphi &= -\mu_0 i_\rho; \end{aligned} \right|_{z=-d} \quad (4)$$

Використовуючи рівність $div B = 0$, справедливу в зазорі аж до поверхні магнітопроводів, а також враховуючи $div i = 0$ та відсутність осьової складової струму ($i_z = 0$), граничні умови (4) запишемо відповідно

$$\frac{\partial B_z}{\partial z} \Big|_{z=0} = -\frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial i_\rho}{\partial \varphi} - \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \int_{-\pi}^{\varphi} i_\rho d\varphi \right) \right);$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial z} \Big|_{z=-d} = \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial i_\rho}{\partial \varphi} + \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \int_{-\pi}^{\varphi} i_\rho d\varphi \right) \right). \quad (5)$$

На границях між повітряним проміжком d_1 та ротором, й між ротором та повітряним проміжком d_2 , з умов спряження – рівності нормальних складових індукції й тангенціальних складових напруженості магнітного поля, маємо наступні граничні умови

$$\left. \begin{aligned} B_z \Big|_{-d_1+0} &= B_z \Big|_{-d_1-0}; \\ \frac{\partial B_z \Big|_{-d_1+0}}{\partial z} &= \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial B_z \Big|_{-d_1-0}}{\partial z}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} B_z \Big|_{-d_1-h+0} &= B_z \Big|_{-d_1-h-0}; \\ \frac{\partial B_z \Big|_{-d_1-h+0}}{\partial z} &= \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial B_z \Big|_{-d_1-h-0}}{\partial z}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

При вирішенні граничної задачі (1)–(5) застосовується інтегральне перетворення Фур'є [1, с.419] й інтегральне перетворення з кінцевими межами по змінній ρ [9, с.641] відповідно

$$\bar{B}_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B_z e^{in\varphi}; \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tilde{B}_z = C_{m\eta}^{-1} \int_{r_3}^{r_4} \tilde{B}_z (Y_n(\lambda_{m\eta} r_4) J_n(\lambda_{m\eta} \rho) - \\ - J_n(\lambda_{m\eta} r_4) Y_n(\lambda_{m\eta} \rho)) \rho d\rho; \end{aligned} \quad (8)$$

де n – параметр перетворення Фур'є,

$$C_{m\eta} = \frac{J_n^2(\lambda_{m\eta} r_3) - J_n^2(\lambda_{m\eta} r_4)}{\pi \lambda_{m\eta}^2 J_n^2(\lambda_{m\eta} r_3)},$$

$J_n(\cdot)$ та $Y_n(\cdot)$ – функції Бесселя відповідно першого та другого роду. Для відшукування власних чисел $\lambda_{m\eta}$ розв'язується рівняння

$$J_n(\lambda_{m\eta} r_3) Y_n(\lambda_{m\eta} r_4) - Y_n(\lambda_{m\eta} r_3) J_n(\lambda_{m\eta} r_4) = 0. \quad (9)$$

Тут η – порядковий номер кореня рівняння (9) для кожного значення n . Після інтегральних перетворень, рівняння для комплексної амплітуди індукції магнітного поля в зазорі (1) приймає вигляд

$$\frac{\partial^2 \tilde{B}_z}{\partial z^2} + \gamma_{n\eta}^2 \tilde{B}_z = 0; \quad (10)$$

де $\gamma_{n\eta} = \lambda_{n\eta}$, $\gamma_{n\eta} = \sqrt{\lambda_{n\eta}^2 + i\omega\mu_r\mu_0\sigma_r \left(1 - \frac{n\nu_\varphi}{\omega\rho}\right)}$ в повітряних проміжках і металевому роторі відповідно.

Враховуючи також, що $d_1 \neq d_2$, розрахунок індукції магнітного поля необхідно виконувати, розв'язавши рівняння (10), відповідно для проміжків $-d_1 < z < 0$, $-(d_1 + h) < z < -d_1$, $-d < z < -(d_1 + h)$ (рис. 1)

$$\begin{aligned} \tilde{B}_z \Big|_{d_1} &= C_1 e^{\lambda_{n\eta} z} + C_2 e^{-\lambda_{n\eta} z}; \\ \tilde{B}_z \Big|_h &= C_3 e^{\gamma_{n\eta} z} + C_4 e^{-\gamma_{n\eta} z}; \\ \tilde{B}_z \Big|_{d_2} &= C_5 e^{\lambda_{n\eta} z} + C_6 e^{-\lambda_{n\eta} z}, \end{aligned} \quad (11)$$

де $C_1 - C_6$ – постійні інтегрування. Постійні інтегрування $C_1 - C_6$ (11) знаходяться з використанням системи рівнянь (5)–(6).

Тоді перетворене значення магнітної індукції на поверхні магнітопроводу правого статора (при $z = 0$) обчислюється за формулою, розрахувавши C_1 і C_2 ,

$$\begin{aligned} \tilde{B}_z \Big|_0 &= C_1 e^{\lambda_{m\eta} 0} + C_2 e^{-\lambda_{m\eta} 0} = \\ &= C_1 + C_2 = -\frac{\tilde{f}}{a+b} \left(2 + \frac{a-b}{\lambda_{m\eta}}\right); \end{aligned} \quad (12)$$

$$a = \frac{\left(\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right) + \lambda_{m\eta}\right)^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{-\gamma_{m\eta} h - \lambda_{m\eta} d_2 - \lambda_{m\eta} d_1} -$$

$$-\frac{\left(\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right) - \lambda_{m\eta}\right)^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{\gamma_{m\eta} h - \lambda_{m\eta} d_2 - \lambda_{m\eta} d_1} +$$

$$+\frac{\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right)^2 - \lambda_{m\eta}^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{-\gamma_{m\eta} h + \lambda_{m\eta} d_2 - \lambda_{m\eta} d_1} -$$

$$-\frac{\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right)^2 - \lambda_{m\eta}^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{\gamma_{m\eta} h + \lambda_{m\eta} d_2 - \lambda_{m\eta} d_1};$$

$$b = \frac{\left(\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right) - \lambda_{m\eta}\right)^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{-\gamma_{m\eta} h + \lambda_{m\eta} d_2 + \lambda_{m\eta} d_1} -$$

$$-\frac{\left(\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right) + \lambda_{m\eta}\right)^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{\gamma_{m\eta} h + \lambda_{m\eta} d_2 + \lambda_{m\eta} d_1} +$$

$$+\frac{\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right)^2 - \lambda_{m\eta}^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{-\gamma_{m\eta} h - \lambda_{m\eta} d_2 + \lambda_{m\eta} d_1} -$$

$$-\frac{\left(\gamma_{m\eta}/\mu_r\right)^2 - \lambda_{m\eta}^2}{4\gamma_{m\eta}/\mu_r} e^{\gamma_{m\eta} h - \lambda_{m\eta} d_2 + \lambda_{m\eta} d_1}.$$

Тут \tilde{f} визначається, застосувавши інтегральні перетворення до граничних умов на поверхнях статорів (5)

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \Big|_{z=0} = \tilde{f} = -\frac{\mu_0 \lambda_{m\eta}^2 \bar{i}_{\rho 1}}{2i\pi C_{m\eta} r_1} \int_{r_1}^{r_2} Y_n(\lambda_{m\eta} r_4) J_n(\lambda_{m\eta} \rho) - \\ - J_n(\lambda_{m\eta} r_4) Y_n(\lambda_{m\eta} \rho) \rho d\rho; \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \Big|_{z=-d} = -\tilde{f}, \quad (13)$$

де

$$\bar{i}_{\rho 1} = I_A w_A K_A + I_B w_B K_B - I_C w_C K_C, \quad (14)$$

що є частиною перетвореного по φ радіального значення струмового навантаження для одношарової некомпенсованої обмотки (рис. 2) [6].

$$\begin{aligned} \bar{i}_{\rho} = (I_A w_A K_A + I_B w_B K_B - I_C w_C K_C) \times \\ \times (\Theta(\rho - r_1) - \Theta(\rho - r_2)) / 2\pi\rho \end{aligned} \quad (15)$$

$$K_j = e^{in_j - in_\tau} + \frac{1}{2m_\tau} (1 - e^{in_\tau}) \times$$

$$\times \left[\frac{\sin(np_\tau)}{p \sin(n_\tau)} \frac{\sin(n_\tau/2m)}{q \sin(n_\tau/2mq)} \right]$$

де j пробігає значення A, B, C . $\Theta(\dots)$ – одинична узагальнена функція [3];

w_j – число витків у котушках обмотки відповідної фази одного статора,

$$w_j = s_j \cdot q \cdot p,$$

s_j – кількість витків у пазу q – число пазів на полюс і фазу.

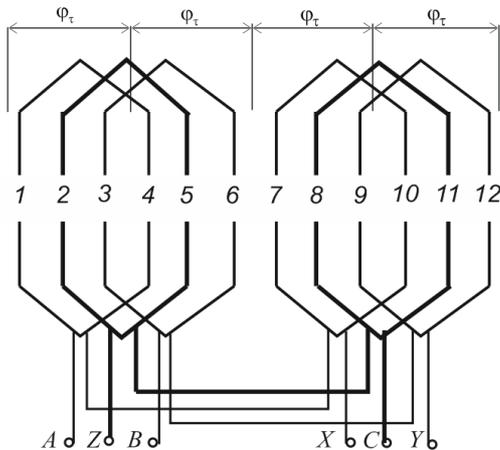


Рис. 2 – Одношарова некомпенсована обмотка

Перетворене за (7)–(8) значення магнітної індукції на поверхні лівого статора обчислюється відповідно за наступною формулою

$$\begin{aligned} \tilde{B}_z|_{-d} &= C_5 e^{-\lambda_m d} + C_6 e^{\lambda_m d} = \\ &= -\frac{\tilde{f}(b_1 + e^{d\lambda_m}(a_1 e^{d\lambda_m} - 2\lambda_m))}{\lambda_m(a_1 e^{2d\lambda_m} + b_1)}; \quad (16) \\ a_1 &= \frac{((\gamma_{m1}/\mu_r) + \lambda_m)^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{\gamma_{m1}h - \lambda_m h} - \frac{((\gamma_{m1}/\mu_r) - \lambda_m)^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{-\gamma_{m1}h - \lambda_m h} + \\ &+ \frac{(\gamma_{m1}/\mu_r)^2 - \lambda_m^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{\gamma_{m1}h - \lambda_m h - 2\lambda_m d_1} - \\ &- \frac{(\gamma_{m1}/\mu_r)^2 - \lambda_m^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{-\gamma_{m1}h - \lambda_m h - 2\lambda_m d_1}; \\ b_1 &= \frac{((\gamma_{m1}/\mu_r) - \lambda_m)^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{\gamma_{m1}h + \lambda_m h} - \\ &- \frac{((\gamma_{m1}/\mu_r) + \lambda_m)^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{-\gamma_{m1}h + \lambda_m h} + \\ &+ \frac{(\gamma_{m1}/\mu_r)^2 - \lambda_m^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{\gamma_{m1}h + \lambda_m h + 2\lambda_m d_1} - \\ &- \frac{(\gamma_{m1}/\mu_r)^2 - \lambda_m^2}{4\gamma_{m1}/\mu_r} e^{-\gamma_{m1}h + \lambda_m h + 2\lambda_m d_1}. \end{aligned}$$

Для розрахунку комплексної амплітуди осьової складової індукції магнітного поля B_z до формул (12) та (16) застосовується обернене до (7)–(8) перетворення [9]

$$\begin{aligned} B_z &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} [\tilde{B}_z e^{-in} Y_n(\lambda_{m1} r_4) J_n(\lambda_{m1} \rho) - \\ &- J_n(\lambda_{m1} r_4) Y_n(\lambda_{m1} \rho)]. \quad (17) \end{aligned}$$

Компенсована обмотка. Оскільки ТДАД являється різновидом лінійних машин з розімкненим магнітопроводом, то в таких машинах треба рахуватися з наявністю в активній зоні пульсуючого поля, яке змінюється вздовж зазору по закону гіперболічного косинуса [2]. Таке поле індукує в роторі додаткові струми, що приводять до додаткових втрат потужності, збільшують індуктивний опір обмотки, а також викликають несиметричне навантаження фаз, як це показано в статтях [6, 13] для ТДАД.

Для компенсації пульсуючих полів створюють з допомогою додаткової системи провідників магнітне поле такого ж характеру, як пульсуюче, але з протилежним напрямком, чим і досягається компенсація пульсуючого поля [12].

На рисунку 3 показано схему компенсованої одношарової обмотки, яка відрізняється від некомпенсованої (рис. 2) тим, що в крайніх пазах, які не пронумеровані, розміщена система провідників – компенсаційний елемент. Для того, щоб досягти компенсації компенсаційний елемент вмикається на фазу С. Штриховими лініями показано інший варіант з'єднання лобових частин такої обмотки, який краще підходить для розрахунків у даній статті, але при розробці обмотки вимагає більших витрат провідників. Таким чином досягається компенсація пульсуючого поля. Відмічається, що дія компенсаційного елемента, що розміщений в крайніх пазах, тим ефективніша, чим ближче він розміщений до границі активної зони й до зазору [2].

В такому разі струм компенсаційного елемента описується наступною формулою

$$i_{pk} = I_C w_k \Theta_\rho \{ \delta[\rho(\varphi + p\varphi_\tau)] - \delta[\rho(\varphi + p\varphi_\tau)] \}, \quad (18)$$

де w_k – кількість елементарних провідників у пазах компенсаційного елемента,

$$w_k = s_C q.$$

Застосувавши до виразу (18) дискретне перетворення Фур'є (7)

$$\bar{i}_{pk} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{pk} e^{-in\varphi} d\varphi,$$

маємо вираз для перетвореного значення ρ – складової значення струму компенсаційного елемента

$$\bar{i}_{pk} = \frac{\Theta_\rho}{2\pi\rho} I_C K_k w_C, \quad (19)$$

де K_k – обмотковий коефіцієнт компенсаційного елемента,

$$K_k = \frac{2 \sin(np\varphi_\tau)}{ip} \quad (20)$$

Із урахуванням компенсаційного елемента формула обмоткового коефіцієнта (15) для фази C компенсованої одношарової обмотки запишеться

$$K_C = e^{in_c - in_\tau + in\frac{1}{2m}\tau} (1 - e^{in\tau}) \times \left[\frac{\sin(np\tau)}{p\sin(n\tau)} \frac{\sin(n\tau/2m)}{q\sin(n\tau/2mq)} \right] - K_k, \quad (21)$$

а для інших фаз залишиться без змін.

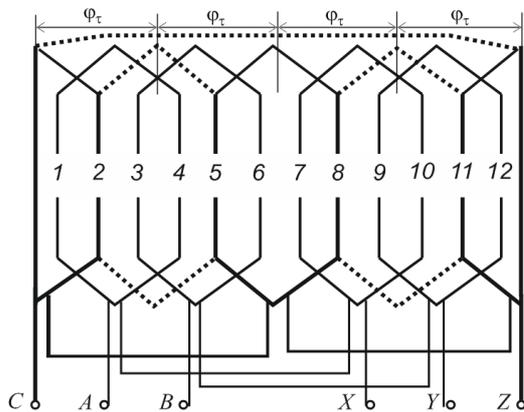


Рис. 3 – Схема компенсованої одношарової обмотки.

Розрахунок параметрів. Формула знаходження потужності через магнітне поле за вектором Умова-Пойнтінга для одного статора ТДАД має вигляд [5]

$$S = -\frac{i\omega}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\frac{i_{p1}}{in} \right) \int_{r_1}^{r_2} \tilde{B}_z [Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho)] \rho d\rho, \quad (22)$$

де позначення $(\dots)^*$ означає комплексно-спряжену величину.

У випадку визначення потужності в обмотці для протилежно розміщених статорів, нормалі яких направлені по осевій координаті у протилежні сторони, в формулі (22) підставляється індукція для лівого статора (рис. 1) із (12), а для правого – із (16).

Також відома формула потужності

$$S = \frac{1}{2} \left(I_A^* U_{mA} + I_B^* U_{mB} + I_C^* U_{mC} \right) = \frac{1}{2} \sum_{j,k} I_j^* I_k z_{jk}, \quad (23)$$

де j та k пробігають значення A, B, C ;

U_{mA}, U_{mB}, U_{mC} – амплітудна величина фазних напруг, що обумовлені магнітними потоками через зазор;

z_{jk} – комплексні опори фаз, що обумовлені взаємоіндукцією між фазами з урахуванням магнітних потоків ротора.

Із формули (22), використовуючи (23), визначаються комплексні опори взаємоіндукції

$$z_{jk} = -\frac{i\mu_0 \omega w_j w_k}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} K_j^* K_k N_{n\eta} y_{jk}; \quad (24)$$

$$N_{n\eta} = -\frac{1}{n^2} B_1 \frac{\lambda_{n\eta}^2}{C_{m1}} \left\{ \int_{r_1}^{r_2} \rho [Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho)] \rho d\rho \right\}^2; \quad (25)$$

де j та k пробігають значення A, B, C ;
 $y_{AA} = y_{AB} = y_{BA} = y_{BB} = y_{CC} = 1$;
 $y_{AC} = y_{BC} = y_{CA} = y_{CB} = -1$. Тут введено позначення

$$B_1 = \tilde{B}_z / \tilde{f}. \quad (26)$$

Так як під час роботи двигуна дисковий ротор не може ідеально симетрично розміщуватися в зазорі і за умовою, що статори ідентичні й вмикаються в джерело напруги послідовно, то опір (24) для правого та лівого статора завжди буде відрізнятися, оскільки індукція для лівого та правого статорів також буде відрізнятися. Тоді параметр $N_{n\eta}$, підставляючи формули індукції (12) та (16), запишеться для правого та лівого статора відповідно

$$N_{n\eta}|_{z=0} = \frac{I}{n^2(a+b)} \left(2 + \frac{a-b}{\lambda_{n\eta}} \right) \frac{\lambda_{n\eta}^2}{C_{n\eta}} \times \left(\int_{r_1}^{r_2} \rho [Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho)] \rho d\rho \right)^2; \quad (27)$$

$$N_{n\eta}|_{z=d} = \frac{b_1 + e^{d\lambda_{n\eta}} (a_1 e^{d\lambda_{n\eta}} - 2\lambda_{n\eta})}{n^2 \lambda_{n\eta} (a_1 e^{2d\lambda_{n\eta}} + b_1)} \frac{\lambda_{n\eta}^2}{C_{n\eta}} \times \left(\int_{r_1}^{r_2} \rho [Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho)] \rho d\rho \right)^2 \quad (28)$$

Комплексний опір фазної обмотки z_{IA}, z_{IB}, z_{IC} розраховується по звичайних, прийнятих для асинхронних машин нормального виконання, формулах, що представлені в, наприклад, [8].

На практиці, зазвичай, є заданою система лінійних напруг живлячої мережі, і для визначення потужності й інших параметрів необхідно знайти притаманну таким машинам несиметричну систему фазних струмів у залежності від схем з'єднання обмотки. Величину фазних струмів визначимо в припущенні заданих діючих значень U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} системи лінійних напруг. Тоді при з'єднанні обмотки, наприклад, в зірку без нульового провідника на один статор складемо наступну систему рівнянь [7]

$$\begin{aligned} U_A - U_B &= \sqrt{2}U_{AB}, & U_B - U_C &= \sqrt{2}U_{BC}, \\ I_A + I_B + I_C &= 0, \end{aligned} \quad (29)$$

в яких фазні напруги двигуна з одним ротором й двома статорами представлені залежностями:

$$\begin{aligned} U_A &= I_A(2z_{1A} + z_{1AA} + z_{2AA}) + I_B(z_{1AB} + z_{2AB}) + \\ U_B &= I_A(z_{1BA} + z_{2BA}) + I_B(2z_{1B} + z_{1BB} + z_{2BB}) + \\ &\quad + I_C(z_{1AC} + z_{2AC}); \\ U_C &= I_A(z_{1CA} + z_{2CA}) + I_B(z_{1CB} + z_{2CB}) + \\ &\quad + I_C(2z_{1C} + z_{1CC} + z_{2CC}), \end{aligned} \quad (30)$$

де z_{ji} – комплексні опори, що визначаються за формулами (24) та (27) для правого статора ($z = 0$), z_{2ji} – комплексні опори – по (24) та (28) для лівого статора ($z = -d$).

В результаті вирішення системи рівнянь (29) стають відомі фазні струми, з використанням яких, по формулі (30) визначаються фазні напруги двигуна з двома статорами. Записавши в (30) лише опори для одного статора – отримуємо для нього розподіл фазних напруг.

Потужність розраховується за відомою формулою

$$S = \frac{1}{2} \left(I_A^* U_A + I_B^* U_B + I_C^* U_C \right). \quad (31)$$

Механічна потужність машини, активна потужність, коефіцієнт корисної дії та коефіцієнт потужності розраховуються відповідно за відомими формулами

$$\begin{aligned} P_2 &= \omega M(1-s)C_s/p; & P_1 &= \operatorname{Re}(S); \\ \eta &= P_2/P_1; & \cos \varphi &= \operatorname{Re}(S)/S. \end{aligned} \quad (32)$$

де M – електромагнітний момент, що для ТДАД з дисковим ротором визначається на один статор за формулою [5]

$$M \Big|_{z=0, z=-d} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \int_{r_1}^{r_2} \rho K_{\eta} \tilde{B}_z \Big|_0 \tilde{i}_{\rho l}^* d\rho \right], \quad (33)$$

в якій використано розрахунок індукції (12) та (16). Тоді момент двигуна обчислюється як сума моментів кожного статора.

Оскільки дисковий феромагнітний ротор в зазорі практично завжди розміщений несиметрично, то зі сторони статорів на його діють несиметричні магнітні сили. Сила, що діє на будь-яку замкнену поверхню об'ємного тіла, зовнішня нормаль якої направлена по \vec{k} , визначається через тензор натягів Максвелла T_k [15, с.124]

$$\vec{F} = \oint_S \vec{T}_k dS. \quad (34)$$

На поверхню $\rho O\varphi$ дискового ротора з зовнішньою нормаллю $\vec{k} = \vec{z}$ діє осьова складова сили магнітного поля

$$F_z = \oint_S T_{zz} dS, \quad (35)$$

де T_{zz} – осьова складова тензора натягів Максвелла магнітного поля по нормалі \vec{z} [15, с.316],

$$T_{zz} = \mu_0 \left(H_z^2 - \frac{H^2}{2} \right) = \frac{1}{2\mu_0} (B_z^2 - B_\varphi^2 - B_\rho^2), \quad (36)$$

де H – напруженість магнітного поля; H_z – осьова складова напруженості магнітного поля;

B_z, B_φ, B_ρ – відповідно осьова, азимутальна та радіальна складові індукції магнітного поля.

Введемо умову, що середовище з двигуном знаходиться в механічній та тепловій рівновазі. В такому разі можна проводити інтегрування по будь-якій замкненій поверхні, нормаль та розміри якої співпадають із замкненою поверхнею тіла [11, с.100]. Тобто сила, що діє на зовнішню поверхню дискового ротора дорівнює силі, яка діє на поверхні статорів.

В дисковому роторі є дві співрозмірні поверхні $\rho O\varphi$: при $z = -d_1$ та $z = -(d_1 + h)$ (рис. 1) з протилежно направленими нормальми по координаті z . Сила, що діє на дисковий ротор знаходиться як сума сил (35), що діють зі сторони повітряних проміжків на кожен поверхню статорів, обмежену $(-\pi; \pi)$ та $(r_3; r_4)$

$$\begin{aligned} F_z &= F_z|_0 + F_z|_{-d} = \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \{ [B_z^2|_0 - B^2|_0 - B_\rho^2|_0 - B_z^2|_{-d} + \\ &\quad + B^2|_{-d} + B_\rho^2|_{-d}] \rho d \rho \} \end{aligned} \quad (37)$$

Оскільки статори ТДАД виконані однаково, розміщені симетрично й вмикаються в мережу живлення послідовно, тобто струм в обмотках статорів однаковий, то складові індукції магнітного поля B_φ та B_ρ на поверхнях правого і лівого статорів рівні. Тому осьова складова сили приймає вигляд

$$F_z = \frac{1}{2\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} (B_z^2|_0 - B_z^2|_{-d}) \rho d \rho d \varphi \quad (38)$$

Оскільки в (38) використовується усереднене в часі комплексне значення осьової складової індукції магнітного поля, то в такому разі добуток таких величин розраховується як добуток їх реальних частин [11, с.285] і формула (38) запишеться наступним чином

$$F_z = \frac{1}{4\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \rho (B_z|_0 B_z^*|_0 - B_z|_{-d} B_z^*|_{-d}) d \rho d \varphi, \quad (39)$$

де $B_z|_0$ та $B_z|_{-d}$ – комплексні значення осьової складової індукції магнітного поля відповідно на поверхні правого ($z=0$) та лівого ($z=-d$) магнітопроводів.

Таким чином, при відомому розподілі магнітної індукції відповідно для правого (12) та лівого (16) статора, повна потужність обчислюється за формулою (31), в якій струм та напруга знаходяться відповідно за (29) та (30). Механічна потужність машини, активна потужність, коефіцієнт корисної дії та коефіцієнт потужності розраховуються відповідно за (32). Момент та магнітні сили, що діють на ротор, визначаються відповідно за формулами (33) та (39).

Результати досліджень. За результатами аналітичних розрахунків виконано дослідження ТДАД з одним дисковим ротором та двома статорами з лінійною напругою $U = 3000$ В. При розміщенні двох таких двигунів напруга необхідна вдвічі більша. Причому, якщо момент двигуна ТДАД з одним ротором буде недостатній, то конструкція з двома роторами дасть вдвічі більшу потужність. Розміри двигуна ТДАД: $r_1 = 2,87$ м, $r_2 = 3,67$ м, $r_3 = 2,5$ м, $r_4 = 4,04$ м, що відповідають кульовому барабанному млину МШЦ 4500х6000.

Оскільки двигун ТДАД безредукторний, то його швидкість обертання рівна швидкості обертання млина. Відрегулювати швидкість можна кількома

способами: регулювання кута дуги статора C_s , кількості полюсів, частоти струму.

Формула розрахунку відношення числа полюсів до частоти струму для отримання числа обертів ротора (барабану млина) записується наступним чином:

$$\frac{p}{f} = \frac{60C_s(1-s)}{n_2}, \quad (40)$$

де n_2 – швидкість обертання млина, а отже й ротора. Зменшення дуги статора призводить до зниження потужності двигуна, тому вибрано $C_s = 1/2$.

На рисунку 4 представлено залежність енергетичних показників двигуна від кількості полюсів. При цьому підтримується залежність (40). Розрахунок виконано для ферромагнітного матеріалу ротора (алюміній АД1, $\sigma = 33 \times 10^6$ См/м) з товщиною диска $h = 35$ мм, повітряними проміжками $d_1 = d_2 = 5$ мм, швидкістю $n_2 = 20,1$ об/хв, ковзанням $s = 0,12$.

На рисунку видно, що двигун з більшою кількістю полюсів може мати недостатню потужність, а також виникає необхідність створювати дуже глибокі пази, щоб помістити обмотку.

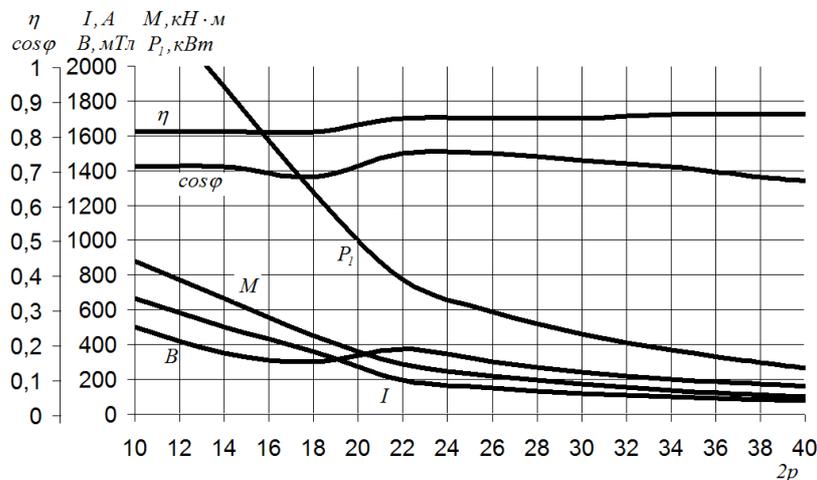


Рис. 4 – Залежність енергетичних показників від кількості полюсів

При цьому зростає коефіцієнт корисної дії, а на певному відрізку графіка спостерігається максимальне значення коефіцієнта потужності. Зменшення кількості полюсів веде до зростання активної потужності й моменту, але при цьому до критичних значень зростає струм та індукція магнітного поля в повітряних проміжках. Отже, за даним графіком, для створення найбільшого моменту при допустимому струмі в провідниках, вибрано кількість полюсів $2p = 14$. При такій кількості полюсів, як неважко перевірити за формулою (40), необхідно використовувати частотний перетворювач (циклоконвертор) й зменшити частоту від 50 Гц до 5,32 Гц.

Виконано розрахунок енергетичних параметрів для ТДАД з ферромагнітним ротором ($\mu_r = 300$, $\sigma = 6,1 \times 10^6$ См/м). При цьому коефіцієнт корисної дії η двигуна зріс від 0,81 до 0,87, коефіцієнт потужності впав із 0,71 до 0,59. Струм, потужність, момент впали в 10 разів, причому рівень індукції в повітряних проміжках залишився без змін. Зміщення ротора в сторону одного з індукторів викликає появу дестабілізуючої осьової магнітної сили, що тягне ротор до ближчого статора. На рисунку 5 представлено залежність таких сил, розрахованих по (39), а також зміна напруги при цьому на правому (рис. 1) U_1 та лівому U_2 статорі.

Із рисунку 5 видно, що при використанні феромагнітного матеріалу ротора необхідно виконувати конструкцію ТДАД з примусовим розміщенням дискового ротора чітко по центрі немагнітного проміжку. Оскільки зміщення диска в сторону одного зі статорів призведе до значної односторонньої сили (кілька десятків тонн), яка може вигнути ротор й притиснути до статора.

Із залежності, яка представлена на рисунку 6, видно, що для отримання необхідної потужності

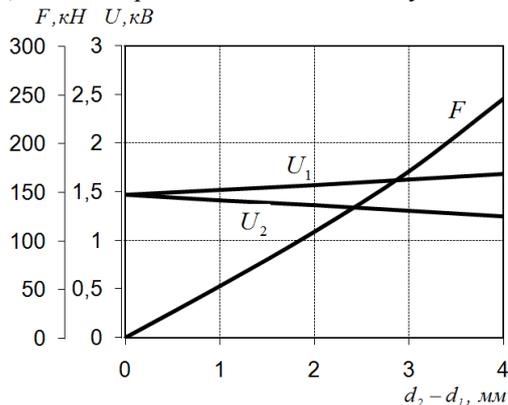


Рис. 5 – Залежність осьових сил притягування, що діють на феромагнітний ротор, та зміни напруг на статорах від осьового зміщення дискового ротора

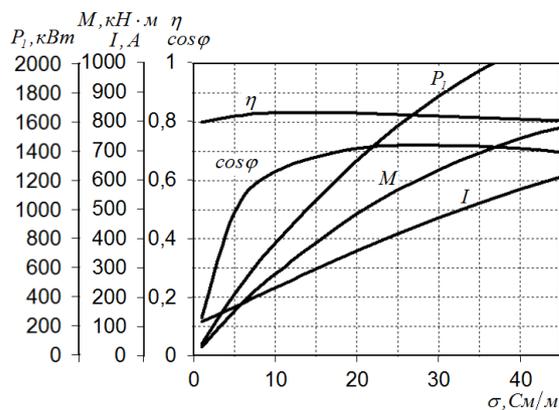


Рис. 6 – Залежність енергетичних показників від питомої електричної провідності неферомагнітного матеріалу ротора

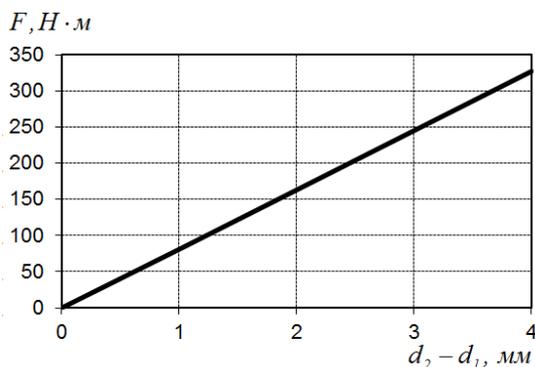


Рис. 7 – Сили відштовхування, що діють на неферомагнітний ротор

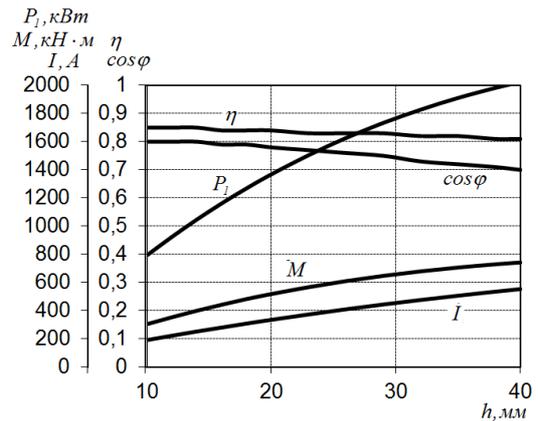


Рис. 8 – Залежність енергетичних показників ТДАД від товщини неферомагнітного дискового ротора з алюмінію АД1

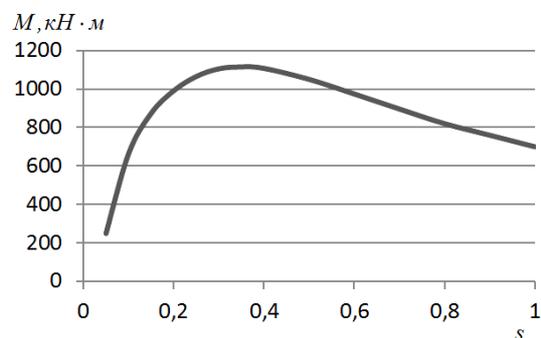


Рис. 9 – Механічна характеристика ТДАД.

ТДАД краще використовувати неферомагнітний матеріал ротора. Це дозволить збільшити коефіцієнт потужності й момент.

Якщо матеріал ротора неферомагнітний, то на ротор будуть діяти стабілізуючі сили в сторону розміщення його посередині зазору. Величина такої сили представлена на рисунку 7 для двигуна ТДАД з одним ротором, потужністю 1,8 МВт.

Із залежності на рис. 8 видно, що збільшити потужність двигуна можливо, збільшивши товщину дискового ротора, але при цьому падає коефіцієнт потужності та коефіцієнт корисної дії.

На рисунку 9 представлено механічну характеристику ТДАД для дискового ротора з алюмінію АД1, товщиною $h = 35$ мм, з частотою 5,16 Гц, що відповідає швидкості $n_2 = 20,1$ об/хв при $s = 0,1$. Із характеристики видно, що номінальне ковзання знаходиться біля відмітки 0,1.

В кульового барабанного млина МШЦ 4500х6000 двигун має швидкість 150 об/хв, потужність 2,5 МВт, момент 160 кН·м. Тоді неважко знайти, що момент на барабані при швидкості $n_2 = 20,1$ об/хв становитиме 1195 кН·м. Отже, необхідно застосувати подвійну конструкцію ТДАД з двома дисковими роторами, механічна характеристика якого представлена на рисунку 9, для того, щоб задовольнити вимоги обертового моменту млина МШЦ 4500х6000.

Висновок. Виконано аналітичний розрахунок енергетичних показників та магнітних сил торцевого

дугостаторного асинхронного двигуна (ТДАД) з несиметрично розміщеним в зазорі дисковим електропровідним феромагнітним ротором та одношаровою компенсованою обмоткою. За результатами аналітичного розрахунку проведено чисельний розрахунок, на основі чого встановлено, що для використання ТДАД на низьких швидкостях (до 20 об/хв) й отримання високого обертового моменту необхідно застосовувати неферомагнітний матеріал ротора. У випадку ж використання феромагнітного матеріалу, внаслідок несиметричного розміщення дискового ротора в зазорі, виникають значні односторонні дестабілізуючі магнітні сили, які можуть привести до пошкодження двигуна. Якщо використовувати ротор неферомагнітний, то виникають сили відштовхування, які стабілізують ротор посередині зазору.

Список літератури: 1. Бронштейн И. Н., Семедяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1986. 2. Вольдек А. И. Индукционные гидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970. – 272с. 3. Гахов Ф. Д., Черский Ю. И. Уравнения типа свёртки. – М.: Наука. – 1978. – 296с. 4. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – 6-е изд. – М.: Наука, 1971. – 703с. 5. Карлов О. М. Метод розрахунку торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з урахуванням товщинного крайового ефекту. / О. М. Карлов, І. П. Кондратенко, Р. С. Кришук, А. П. Ращепкін А. П. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2015. – №2. 6. Карлов О. М. Метод розрахунку усередненого магнітного поля по висоті повітряного проміжку торцевого дугостаторного асинхронного двигуна. / О. М. Карлов, І. П. Кондратенко, Р. С. Кришук, А. П. Ращепкін // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2014. – №3. – С. 68 – 76. 7. Кондратенко И. П. Энергетические характеристики многополюсных линейных индукционных машин с учетом конечной длины магнитопроводов. / И. П. Кондратенко, А. П. Ращепкин // Техн. электродинамика. – 2004. – №1. – С. 3 – 9. 8. Копылов И. П., Горяинов Ф. А., Клоков Б. К., Морозкин В. П., Токарев Б. Ф. Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 496с., ил. 9. Кошляков Н. С., Глинер Э. Б., Смирнов М. М. Уравнения в частных производных математической физики. — М.: Высшая школа, 1970. — 712с. 10. Кришук Р. С. Огляд електроприводів кульових барабаних млинів. / Р. С. Кришук, А. П. Ращепкін // Праці Інст-ту електродиніміки НАН України: За наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, – 2014. – Вип. 39. – С. 29 – 38. 11. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теоретическая физика. Электродинамика сплошных сред. 2-е изд., испр. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1982. – 621с. (т. VIII) 12. Ращепкин А. П. Поле в зазоре при переменной линейной нагрузке обмотки индукционной машины. // Магнитная гидродинамика. – 1965. – №3. 13. Ращепкин А. П. Методика розрахунку по усередненому магнітному полю енергетичних

показників дискового торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з некомпенсованою обмоткою. / А. П. Ращепкін, О. М. Карлов, Р. С. Кришук // Техн. электродинамика. – 2015. – №4. – С. 41 – 47. 14. Свечарник Д. В. Электрические машины непосредственного привода: Безредукторный электропривод.— М.: Энергоатомиздат, 1988.— 208с. 15. Тамм И. Е. Основы теории электричества: Учеб. пособие для вузов. – 10-е изд., испр. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 504с. 16. Фридкин П. А. Безредукторный дугостаторный электропривод, М.: «Энергия», 1970. – 138с.

Bibliography (transliterated): 1. Bronshtein Y. N., Semendiaev K. A., *Spravochnik po matematike dlia inzhenerov i uchashchysia vuzov*. Moskva: Nauka, 1986. Print. 2. Vol'dek A. Y. *Induktsionnye gidrodinamicheskiye mashyny s zhydkometallicheskim rabochim telom*. Leningrad: Enerhiya, 1970. Print. 3. Hakhov F. D., Cherskiy Yu. Y., *Uravneniya tipa svertki*. Moskva: Nauka, 1978. Print. 4. Kamke E., *Spravochnik po obyknovennym differentsyal'nym uravneniyam*. Vol. 6. Moskva: Nauka, 1971. Print. 5. Karlov O. M., Kondratenko I. P., Kryshchuk R. S., Raschepkin A. P. "Metod rozrakhunku tortsevoho duhostatornoho asynkhronnoho dvyhuna z urakhuvanniam tovshchynnoho krayovoho efektu." *Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy* 2 (2015): Print. 6. Karlov O. M., Kondratenko I. P., Kryshchuk R. S., Rashchepkin A. P. "Metod rozrakhunku userednenoho mahnitnoho polya po vysoti povitryanoho promizhku tortsevoho duhostatornoho asynkhronnoho dvyhuna" *Elektromekhanichni i enerhozberihayuchi systemy* 3 (2014): 68–76. Print. 7. Kondratenko I. P., Raschepkin A. P., "Enerheticheskie kharakteristiki mnohopolyusnykh lineynykh induktsionnykh mashyn s uchedom konechnoy dliny mahnytoprovodov". *Tekhnicheskaya elektrodynamika 1* (2004): 3–9. Print. 8. Kopylov I. P., Horiaynov F. A., Klokov B. K., Morozkin V. P., Tokarev B. F. *Proektirovanie elektricheskikh mashyn: Ucheb. posobie dlia vuzov*. Moskva: Enerhiya, 1980. Print. 9. Koshliakov N. S., Hliner E. B., Smirnov M. M., *Uravneniya v chastnykh proizvodnykh matematicheskoy fiziki*. Moskva: Vysshaya shkola, 1970. Print. 10. Kryshchuk R. S., Rashchepkin A. P. "Ohlyad elektroprivodiv kul'ovykh barabannykh mlyniv", *Pratsi Institutu elektrodynamiky NAN Ukrainy: Za nauk. pr.* – Kiev: IED NANU, Vol. 39. (2014). 29–38. Print. 11. Landau L. D., Lyfshyts E. M. *Teoreticheskaya fizika. Elektrodinamika sploshnykh sred*. Vtoroe izd., ispr. Moskva: Nauka, Vol. VIII, 1982. Print. 12. Rashchepkin A. P. "Pole v zazore pri peremennoy lineynoy nahrzke obmotki induktsionnoy mashyny". *Mahnitnaya hidrodinamika*. 3 (1965): Print. 13. Rashchepkin A. P., Karlov O. M., Kryshchuk R. S. "Metodyka rozrakhunku po userednenomu mahnitnomu polyu enerhetychnykh pokaznykiv diskovoho tortsevoho duhostatornoho asynkhronnoho dvyhuna z nekompensovanooy obmotkooy", *Tekhnicheskaya elektrodynamika*. 4 (2015): 41–47. Print. 14. Svecharyk D. V. *Elektricheskie mashyny neposredstvennogo privoda: Bezreduktorny elektropriwod*. Moskva: Enerhoatomizdat, 1988. Print. 15. Tamm I. E., *Osnovy teorii elektrichstva: Uchebnoe posobie dlya vuzov*. Vol. 10. Moskva: Nauka, 1989. Print. 16. Fridkin P. A., *Bezreduktorny duhostatornyi elektropriwod*, Moskva: Enerhiya, 1970. Print.

Надійшла (received) 24.04.2015

«Відомості про авторів / About the Authors»

Ращепкін Анатолій Павлович – доктор технічних наук, професор, Інститут електродиніміки НАН України, провідний науковий співробітник, відділ №7; e-mail: viktor_petrushin@ukr.net.

Rashchepkin Anatolij Pavlovich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, the Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine; e-mail: dep7ied@ukr.net

Кришук Роман Сергійович – аспірант, Інститут електродиніміки НАН України; e-mail: kr@e-mail.ua

Krishchuk Roman Sergijovich – Postgraduate Student at the Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine; e-mail: kr@e-mail.ua

УДК 621.313.333

А. А. СТАВИНСКИЙ, О. О. ПАЛЬЧИКОВ

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С СЕКЦИОНИРОВАННЫМИ ВНУТРЕННИМИ И ВНЕШНИМИ РОТОРАМИ ДЛЯ ПРИВОДА ГАЗОВЫХ И ЖИДКОСТНЫХ НАГНЕТАТЕЛЕЙ

На основе метода безразмерных показателей технического уровня с относительными геометрическими управляемыми переменными получены аналитические зависимости определения оптимальных геометрических соотношений по критериям минимумов массы, стоимости и потерь электромагнитной системы асинхронных короткозамкнутых двигателей с секционированными внутренними и внешними роторами согласного и встречного вращения и выполнен сравнительный анализ по указанным показателям таких двигателей с традиционным и обращенным аналогами.

Ключевые слова: согласное и встречное вращение, асинхронный короткозамкнутый двигатель, секционированный ротор, показатели технического уровня.

Введение. Усовершенствование электропривода ряда механизмов возможно на основе параметрической и конструктивной совместимости рабочего органа и электрической машины – асинхронного двигателя (АД). Такая совместимость является важным дополнительным фактором для решения задач энергоресурсосбережения и конструктивного усовершенствования механизмов. Повышение энергоэффективности электромеханической части привода традиционными способами, то есть снижением электромагнитных нагрузок и увеличением активной длины, неизбежно приводит к значительному повышению габаритов, стоимости и материалоемкости АД [1].

В судовых системах широко используются приводы с рабочим органом типа лопастное рабочее колесо [2 – 4]: гребная пропульсивная установка, осевые вентиляторы и насосы. Общим направлением совершенствования таких механизмов является принцип соосности лопастных колес. Соосные лопастные колеса могут вращаться в одну (тандемвращение) или в разные стороны (контрвращение). Тандемное и контрвращение рабочих колес по сравнению с одиночным рабочим органом позволяет получить большее дисковое отношение при умеренной ширине каждой лопасти, а также отдалить кавитацию для жидкостных нагнетателей. Контрвращение рабочих колес позволяет устранить некомпенсированные реактивные моменты, значительно повысить КПД (в частности КПД гребного винта в свободной воде увеличивается на 10...15 %), снизить вибрацию и шум [2 – 6]. Установка двух полуроторов (и более) на общем валу уменьшает размеры пазов и короткозамыкающих колец и создает возможность уменьшения диаметров встроенных погружных и высокооборотных АД. Валопровод в двухступенчатых нагнетателях одновальный при тандемвращении и двухвальный коаксиальный при контрвращении. Применение встречного вращения рабочих колес позволяет значительно уменьшить осевые размеры и массу нагнетателей, в связи с отсутствием направляющих и спрямляющих аппаратов, эффективно осуществлять реверс без поворота лопаток, а также позволяет осуществлять глубокое регулирование частоты вращения, так как «эффективное число» Рейнольдса уменьшается в значительно меньшей степени по

сравнению с тандемвращением ступеней. Электропривод механизмов контрвращения выполняется с помощью двух электродвигателей, что значительно ухудшает энергетические и массогабаритные показатели электромеханической части [2, 4, 5].

Анализ основных достижений. В [5–7] поднимается проблема повышения технического уровня и энергоэффективности лопастных механизмов и проводится анализ возможных конструкций специальных короткозамкнутых АД, обеспечивающих встречное вращение на основе контактного статора-ротора, а также конструктивных радиальных и аксиальных двухроторных схем с изменением чередования фаз. В [8] рассмотрены возможные типы изменения чередования фаз в секционном АД (САД) с контрвращением роторов, предложены выражения для расчета длины, активного сопротивления и приближенного значения сопротивления рассеяния обмотки статора в межсекционном пространстве.

Цель исследований. Оптимизационный сравнительный анализ САД с тандем- и контрвращением пар внутренних и внешних короткозамкнутых роторов на основе зависимостей массы, стоимости и потерь активной мощности от геометрических соотношений вариантов электромагнитной системы (ЭМС).

Материал исследований. На рис. 1 приведены конструктивные схемы САД с внутренними (рис. 1, а) [6, 9] и внешними (рис. 1, б) роторами для воздушных и жидкостных осевых нагнетателей: 1 – секционированный статор, 2 – два электрически несвязанных ротора, 3 – участок обмотки статора между секциями (с изменением чередования фаз по схеме $AZBXCY - XBZAYC$ для САД со встречно вращающимися роторами и без изменения такого чередования для САД с согласно вращающимися роторами), 4 – внутренний подшипниковый узел (на рис. 1, а показан подшипник двойного вращения для контрроторного САД [9]). В конструкциях САД с тандемвращением роторы могут механически соединяться. Для таких вариантов классического и обращенного исполнения исключаются внутренний подшипниковый узел и консольная установка роторов.

В целом математическая модель САД должна

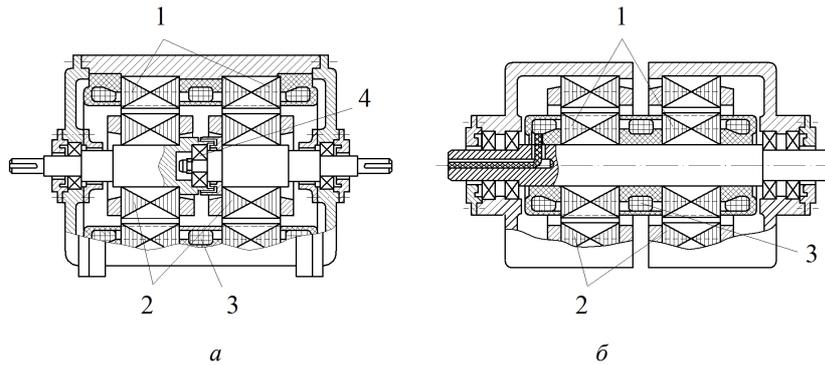


Рис. 1 – Конструктивные схемы вариантов секционированного асинхронного двигателя:
а – с внутренними роторами; б – внешними роторами

соответствовать схеме замещения САД (рис. 2), а также учитывать длину промежуточных участков обмотки статора $l_{\text{ск}(B)}$ и $l_{\text{стк}(B)}$ в межсекционном пространстве для вариантов САД соответственно с контр- и тандемроторами [8]:

$$l_{\text{ск}(B)} \approx (\sqrt{l_{\text{стк}(B)} + 9h_{z1K(B)}} + \sqrt{l_{\text{стк}(B)} + 25h_{z1K(B)}}) / 2; \quad (1)$$

$$l_{\text{стк}(B)} \approx 2S_{3K(B)} / (1,5h_{z2K(B)}), \quad (2)$$

где $h_{z1K(B)}$ и $h_{z2K(B)}$ – высота зубцов статора и ротора САД с контрроторами (тандемроторами); $S_{3K(B)}$ – сечение короткозамыкающего кольца обмотки ротора.

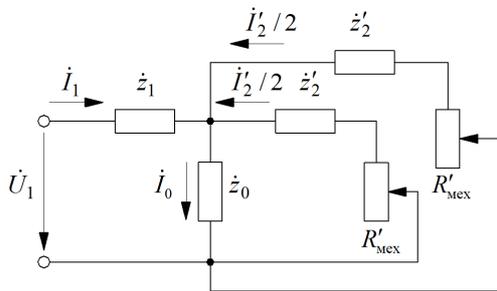


Рис. 2 – Схема замещения секционированного двухроторного асинхронного двигателя

Математическая модель ЭМС САД соответствует методу [10, 11], согласно которому АД с любой структурой активной части может быть представлен совокупностью полных целевых функций F_{ui}

$$F_{ui} = \left(\sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}}} \right)^3 K_i \Pi_{ia}^*, \quad (3)$$

где $\Pi_{\text{ИД}}$ – показатель исходных данных;

K_i и Π_{ia}^* – коэффициент удельных характеристик электротехнических материалов и безразмерный показатель массы ($i = m$), стоимости ($i = c$) и потерь активной мощности ($i = p$) ЭМС, являющийся функцией относительных управляемых переменных (УП) и коэффициента заполнения паза $K_{зп}$.

Геометрическими УП являются относительная длина $\lambda_{\delta K(B)}$ и безразмерный параметр диаметра $a_{MK(B)}$.

Указанные УП определяются длиной $l_{\delta K(B)}$ и диаметром $D_{K(B)}$ активной поверхности статора САД с классическим – внутренним и обращенным (внешним) расположением роторов, а также показателем $\Pi_{\text{ИД}}$ ЭМС:

$$\lambda_{\delta K(B)} = l_{\delta K(B)} / D_{K(B)}; \quad a_{MK(B)} = D_{K(B)}^4 / \Pi_{\text{ИД}}.$$

Показатель исходных данных определяется техническим заданием на проектирование и принятыми электромагнитными нагрузками [3]:

$$\Pi_{\text{ИД}} = K_E p P_n / (2,22 K_p K_y f_1 J_1 B_\delta \eta \cos \varphi);$$

$$[\Pi_{\text{ИД}}] = [\text{Вт} \cdot \text{м}^2 / (\text{Гц} \cdot \text{А} \cdot \text{Тл})] = [\text{м}^4],$$

где K_E – соотношение ЭДС фазы статора и напряжения U_1 ; p – число пар полюсов;

P_n – номинальная мощность на валу;

K_p и K_y – коэффициенты распределения и укорочения обмотки статора;

f_1 и J_1 – частота сети и плотность тока обмотки статора;

B_δ – амплитуда индукции в рабочем зазоре;

η и $\cos \varphi$ – значения коэффициента полезного действия и энергетического коэффициента АД.

Сопоставление вариантов ЭМС САД выполняется при идентичности $\Pi_{\text{ИД}}$, что позволяет соблюсти равенство электромагнитной мощности и принцип электромагнитной эквивалентности при сравнительном анализе.

Основные соотношения зубцово-пазовой зоны САД (зубцы статора и ротора постоянной ширины) определяются на основе схемы замещения (рис. 2) и аналогично [10], а также с учетом [12]:

$$S_{1K(B)} = \sqrt{\Pi_{\text{ИД}} / a_{MK(B)}} / (K_{зп} \lambda_{\delta K(B)}); \quad (4)$$

$$S_{2K(B)} = \gamma_1 \sqrt{\Pi_{\text{ИД}} / a_{MK(B)}} / (2\lambda_{\delta K(B)}); \quad (5)$$

$$\gamma_1 = K_p K_y (0,2 + 0,8 \cos \varphi) J_1 / (K_{ск} J_2) = 1,338 \dots 2,785;$$

$$b_{z1(2)K(B)} = \pi^4 \sqrt{\Pi_{\text{ИД}} a_{MK(B)}} / (K_{зс} K_{Bz1(2)}); \quad (6)$$

$$h_{z1K(B)} = \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК(В)}}} f_{1K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}}); \quad (7)$$

$$f_{1K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}}) = \pm 0,5\alpha_{11} \pm \sqrt{0,25\alpha_{11}^2 \pm \alpha_{21} / (K_{\text{зп}} \lambda_{\delta K(B)} a_{\text{МК(В)}})};$$

$$h_{z2K(B)} = \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК(В)}}} f_{2K(B)}(\lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}}); \quad (8)$$

$$f_{2K}(\lambda_{\delta K}, a_{\text{МК}}) = -0,5K_D \alpha_{12} - \sqrt{0,25K_D^2 \alpha_{12}^2 - \alpha_{22} \gamma_1 / (2\lambda_{\delta K} a_{\text{МК}})};$$

$$f_{2B}(\lambda_{\delta B}, a_{\text{МВ}}) = (0,5\alpha_{12} / K_D) + \sqrt{(0,25\alpha_{12}^2 / K_D^2) + \alpha_{22} \gamma_1 / (2\lambda_{\delta B} a_{\text{МВ}})};$$

$$\alpha_{11(2)} = [1 / (K_{\text{зс}} K_{Bz1(2)}) - 1] / (1 + K_{\text{рш1(2)}});$$

$$\alpha_{21(2)} = 1 / [\pi (1 - K_{\text{рш1(2)}})],$$

где $S_{1(2)K(B)}$ – суммарная площадь пазов в поперечном сечении статора (ротора) САД с внутренними (внешними) роторами;

γ_1 – расчетное соотношение роторов;

$K_{\text{ск}}$ – коэффициент скоса обмотки ротора; $b_{z1(2)K(B)}$ – суммарная ширина зубцов статора (ротора);

$K_{\text{зс}}$ – коэффициент заполнения магнитопровода электротехнической стали (ЭТС);

$f_{1K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}})$ и $f_{2K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}})$ – функциональные сомножители упрощения записи;

K_D – коэффициент соотношения диаметров активных поверхностей статора и ротора;

$K_{Bz1(2)}$ – отношение амплитуд индукций $B_{z1(2)}$ в зубце статора (ротора) к индукции B_{δ} в рабочем зазоре;

$K_{\text{рш1(2)}}$ – коэффициент соотношения высоты шлица и клина к высоте зубца статора (ротора); J_2 – плотность тока обмотки ротора.

Высота ярма статора (ротора) САД определяется на основе [10, 12]

$$h_{a1(2)K(B)} = \alpha_{31(2)} \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК(В)}}} / p, \quad (9)$$

где $\alpha_{31(2)}$ – коэффициент, зависящий от $K_{Ba1(2)}$, соотношения амплитуды индукции ярма $B_{a1(2)}$ статора (ротора) к амплитуде индукции B_{δ} в рабочем зазоре, и $K_{\text{зс}} \alpha_{31(2)} = 1 / (2K_{\text{зс}} K_{Ba})$.

Средняя длина витка обмотки статора САД

$$l_{w1K(B)} = \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК(В)}}} \times \left\{ 2\lambda_{\delta K(B)} + 2l_{\text{ск(т)K(B)}}^* + \beta\pi(1,16 + 0,14p) \times [1 \pm f_{1K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}})] / p \right\} \quad (10)$$

где β – относительный шаг обмотки статора; $l_{\text{ск(т)K(B)}}^*$ – относительная длина межсекционного

участка обмотки статора при встречном (согласном) вращении роторов

$$l_{\text{ск(т)K(B)}}^* = l_{\text{ск(т)K(B)}} / \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК(В)}}}.$$

Диаметр $D_{3K(B)}$ и величина поперечного сечения $S_{3K(B)}$ короткозамыкающего кольца роторов САД определяются в соответствии с [10, 12] и на основе (5), (8):

$$D_{3K} = \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МК}}} [K_D - 1,5 f_{K2}(\lambda_{\delta K}, a_{\text{МК}})]; \quad (11)$$

$$D_{3B} = \sqrt[4]{\Pi_{\text{ИД}} a_{\text{МВ}}} [1,5 f_{B2}(\lambda_{\delta B}, a_{\text{МВ}}) + 1 / K_D]; \quad (12)$$

$$S_{3K(B)} = \gamma_1 (\sqrt{\Pi_{\text{ИД}}}) / (\gamma_2 \pi 4 p \lambda_{\delta K(B)} (\sqrt{a_{\text{МК(В)}}})), \quad (13)$$

где γ_2 – коэффициент, учитывающий уменьшение плотности тока в короткозамыкающем кольце относительно плотности тока J_2 .

Вышеприведенные выражения (1, 2, 4 – 13) позволяют определить целевые функции массы, стоимости и активных потерь вида (3), а соответствующие им безразмерные показатели ЭМС САД определяются зависимостями:

$$\Pi_{\text{МК(В)}}^* = \rho_{\text{м}} \Pi_{w1K(B)}^* / \rho_{\text{с}} + \rho_{\text{а}} \Pi_{w2K(B)}^* / \rho_{\text{с}} + \Pi_{\text{ММК(В)}}^*; \quad (14)$$

$$\Pi_{\text{СК(В)}}^* = C_{\text{м}} \rho_{\text{м}} \Pi_{w1K(B)}^* / (C_{\text{с}} \rho_{\text{с}}) + C_{\text{а}} \rho_{\text{а}} \Pi_{w2K(B)}^* / (C_{\text{с}} \rho_{\text{с}}) + \Pi_{\text{ММК(В)}}^*; \quad (15)$$

$$\Pi_{\text{ПК(В)}}^* = \frac{P_{\text{с}} B_{\delta}^2 \rho_{\text{с}} \sigma_{\text{а20}}}{J_2^2} (K_{\text{лз}} K_{Bz}^2 \Pi_{z1K(B)}^* + K_{\text{лз}} K_{Ba}^2 \Pi_{a1K(B)}^*) + \frac{J_1^2 \sigma_{\text{а20}}}{J_2^2 \sigma_{\text{м20}}} \Pi_{w1K(B)}^* + \Pi_{w2K(B)}^*, \quad (16)$$

где $\rho_{\text{с}}$ и $C_{\text{с}}$ – удельная плотность и стоимость ЭТС;

$\rho_{\text{м(а)}}$ и $C_{\text{м(а)}}$ – удельная плотность меди и стоимость меди (алюминия);

$P_{\text{с}}$ – удельные потери ЭТС;

$K_{\text{лз(а)}}$ – коэффициент увеличения потерь зубцов (ярма);

$\sigma_{\text{м20}}$ и $\sigma_{\text{а20}}$ – проводимости меди и алюминия;

$\Pi_{w1K(B)}^*$, $\Pi_{w2K(B)}^*$, $\Pi_{\text{ММК(В)}}^*$, $\Pi_{z1K(B)}^*$, $\Pi_{a1K(B)}^*$ – показатели материалоемкости медной обмотки статора, алюминиевой обмотки ротора, магнитопровода, ярма и зубцов статора САД соответственно:

$$\Pi_{w1K(B)}^* = \left\{ \lambda_{\delta K(B)} + l_{\text{ск(т)K(B)}}^* + \beta\pi(1,16 + 0,14p) \times [1 \pm f_{1K(B)}(K_{\text{зп}}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{\text{МК(В)}})] / (2p) \right\} / (\lambda_{\delta K(B)} \sqrt[4]{a_{\text{МК(В)}}});$$

$$\Pi_{w2K}^* = (0,5\gamma_1 + (\gamma_1 / (\gamma_2 p \lambda_{\delta K})) [K_D - 1,5 f_{K2}(\lambda_{\delta K}, a_{\text{МК}})]) / (\sqrt[4]{a_{\text{МК}}})$$

$$\begin{aligned} \Pi_{w2B}^* &= (0,5\gamma_1 + (\gamma_1 / (\gamma_2 p \lambda_{\delta B})) [1,5 f_{B2} (\lambda_{\delta B}, a_{MB}) + 1 / K_D]) / (\sqrt[4]{a_{MB}}) \\ \Pi_{MMK}^* &= K_{3c} (\sqrt[4]{a_{MK}})^3 \{ \pi \lambda_{\delta K} [f_{K1} (K_{3n}, \lambda_{\delta K}, a_{MK}) + (\alpha_{31} / p)] [1 + f_{K1} (K_{3n}, \lambda_{\delta K}, a_{MK}) + (\alpha_{31} / p)] + \pi \lambda_{\delta K} [f_{K2} (\lambda_{\delta K}, a_{MK}) + (\alpha_{32} / p)] [K_D - f_{K2} (\lambda_{\delta K}, a_{MK}) - (\alpha_{32} / p)] - 1 / (K_{3n} a_{MK}) - 0,5\gamma_1 / a_{MK} \}; \\ \Pi_{MMB}^* &= K_{3c} (\sqrt[4]{a_{MB}})^3 \{ \pi \lambda_{\delta B} [f_{B1} (K_{3n}, \lambda_{\delta B}, a_{MB}) + (\alpha_{31} / p)] [1 - f_{B1} (K_{3n}, \lambda_{\delta B}, a_{MB}) - (\alpha_{31} / p)] + \pi \lambda_{\delta B} [f_{B2} (\lambda_{\delta B}, a_{MB}) + (\alpha_{32} / p)] [1 / K_D + f_{B2} (\lambda_{\delta B}, a_{MB}) + (\alpha_{32} / p)] - 1 / (K_{3n} a_{MB}) - 0,5\gamma_1 / a_{MB} \}; \\ \Pi_{z1K(B)}^* &= K_{3c} (\sqrt[4]{a_{MK(B)}})^3 \{ \pi \lambda_{\delta K(B)} [f_{K(B)1} (K_{3n}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{MK(B)})] \times [1 \pm f_{K(B)1} (K_{3n}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{MK(B)})] - 1 / (K_{3n} a_{MK(B)}) \}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Pi_{z1K(B)}^* &= K_{3c} (\sqrt[4]{a_{MK(B)}})^3 \{ \pi \lambda_{\delta K(B)} [(\alpha_{31} / p)] \times \\ &\times [1 \pm 2 f_{K(B)1} (K_{3n}, \lambda_{\delta K(B)}, a_{MK(B)}) \pm (\alpha_{31} / p)] \}. \end{aligned}$$

Примеры результатов расчетов и определения экстремумов функциональных зависимостей (14) – (16), полученных при соотношениях $\rho_m / \rho_c = 8,9/7,65$; $\rho_a / \rho_c = 2,7/7,65$; $C_m / C_c = 90,25/13,5$; $C_a / C_c = 47/13,5$; $\gamma_1 = 1,903$; $\gamma_2 = 1$; $K_{Bz1} = K_{Bz2} = 2,5$; $K_{Ba1} = K_{Ba2} = 1,8$ (для $p \leq 2$) и $K_{Ba1} = K_{Ba2} = 1,225$ (для $p > 2$); $K_{рш1} = 0,08$; $K_{рш2} = 0,053$; $K_D = 0,99$, а также ЭТС 2013, $J_1 = 5,5$ А/мм²; $J_2 = 2,5$ А/мм²; $B_\delta = 0,75$ Тл для САД с внутренними (К) и внешними (В) встречно (КВ) и согласно (ТВ) вращающимися роторами с числом полюсов $2p \leq 8$ приведены в табл. 1 – 3. В табл. 4 – 6 приведены аналогичные показатели АД с внешними и внутренними роторами.

Таблица 1 – Экстремумы показателей массы активной части секционированных асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренними и внешними роторами и контр- и тандемвращением

Число пар полюсов	Исполнение	$\lambda_{\delta KЭ}$, о.е.	$a_{MKЭ}$, о.е.	$\Pi_{MKЭ}^*$, о.е.	$\lambda_{\delta BЭ}$, о.е.	$a_{MBЭ}$, о.е.	$\Pi_{MBЭ}^*$, о.е.
		с внутренними роторами			с внешними роторами		
p=1	КВ	1,35	3,0	12,26	0,40	36,5	15,10
	ТВ	1,35	3,0	11,40	0,35	41,5	14,04
p=2	КВ	1,30	3,3	8,41	0,45	33,8	9,64
	ТВ	1,35	3,0	7,53	0,25	57,8	8,49
p=3	КВ	1,05	4,2	7,99	0,35	44,8	9,12
	ТВ	0,55	7,3	6,72	0,20	72,3	7,70
p=4	КВ	0,90	6,1	7,02	0,35	48,0	7,76
	ТВ	0,50	8,4	5,82	0,20	73,4	6,47

Таблица 2 – Экстремумы показателей стоимости активной части секционированных асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренними и внешними роторами и контр- и тандемвращением

Число пар полюсов	Исполнение	$\lambda_{\delta KЭ}$, о.е.	$a_{MKЭ}$, о.е.	$\Pi_{CKЭ}^*$, о.е.	$\lambda_{\delta BЭ}$, о.е.	$a_{MBЭ}$, о.е.	$\Pi_{CBЭ}^*$, о.е.
		с внутренними роторами			с внешними роторами		
p=1	КВ	4,65	1,0	28,13	1,70	8,5	28,38
	ТВ	2,70	1,5	26,08	1,45	10,0	26,08
p=2	КВ	2,50	4,0	20,16	1,65	10,3	19,67
	ТВ	2,25	3,0	18,53	1,35	10,8	17,36
p=3	КВ	1,85	6,0	18,96	1,30	13,7	18,61
	ТВ	1,60	4,3	16,98	0,75	19,3	15,77
p=4	КВ	1,45	10,4	16,59	1,10	19,3	16,24
	ТВ	1,25	7,6	14,88	0,70	20,9	13,76

Таблица 3 – Экстремумы показателей потерь активной части секционированных асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренними и внешними роторами и контр- и тандемвращением

Число пар полюсов	Исполнение	$\lambda_{\delta KЭ}$, о.е.	$a_{MKЭ}$, о.е.	$\Pi_{PKЭ}^*$, о.е.	$\lambda_{\delta BЭ}$, о.е.	$a_{MBЭ}$, о.е.	$\Pi_{PBЭ}^*$, о.е.
		с внутренними роторами			с внешними роторами		
p=1	КВ	3,40	3,5	7,52	3,30	6,5	5,65
	ТВ	3,95	2,0	7,28	3,20	5,5	5,50
p=2	КВ	1,90	13,5	5,13	1,80	19,8	4,44
	ТВ	1,9	11,0	4,99	1,75	16,5	4,33

Продовження таблиці 3

$p=3$	КВ	1,35	40,0	3,77	1,25	57,0	3,36
	ТВ	1,30	36,2	3,71	1,25	50,5	3,32
$p=4$	КВ	1,05	70,9	3,28	0,95	98,0	2,99
	ТВ	1,05	61,9	3,23	1,00	80,1	2,95

Таблиця 4 – Екстремумы показателей массы активной части асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренним и внешним роторами

Число пар полюсов	$\lambda_{\delta КЭ}$, о.е.	$a_{МКЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{МКЭ}$, о.е.	$\lambda_{\delta ВЭ}$, о.е.	$a_{МВЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{МВЭ}$, о.е.
	с внутренним ротором			с внешним ротором		
$p=1$	0,50	17,0	13,50	0,25	58,0	14,31
$p=2$	0,40	21,3	8,54	0,22	65,8	8,78
$p=3$	0,30	28,3	7,82	0,16	90,3	7,98
$p=4$	0,30	29,3	6,69	0,15	97,0	6,74

Таблиця 5 – Екстремумы показателей стоимости активной части асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренним и внешним роторами

Число пар полюсов	$\lambda_{\delta КЭ}$, о.е.	$a_{МКЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{СКЭ}$, о.е.	$\lambda_{\delta ВЭ}$, о.е.	$a_{МВЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{СВЭ}$, о.е.
	с внутренним ротором			с внешним ротором		
$p=1$	1,70	5,0	27,73	1,00	14,5	26,40
$p=2$	1,55	6,0	19,25	0,75	19,3	17,70
$p=3$	1,15	8,3	17,68	0,60	24,2	16,20
$p=4$	0,95	12,8	15,55	0,55	26,3	14,22

Таблиця 6 – Екстремумы показателей потерь активной части асинхронных короткозамкнутых двигателей с внутренними и внешними роторами

Число пар полюсов	$\lambda_{\delta КЭ}$, о.е.	$a_{МКЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{ПКЭ}$, о.е.	$\lambda_{\delta ВЭ}$, о.е.	$a_{МВЭ}$, о.е.	$\Pi^*_{ПВЭ}$, о.е.
	с внутренним ротором			с внешним ротором		
$p=1$	2,45	4,5	7,64	2,30	8,0	5,79
$p=2$	1,30	20,0	5,25	1,20	28,3	4,56
$p=3$	0,90	64,5	3,92	0,85	89,7	3,50
$p=4$	0,75	123,0	3,19	0,70	137,8	3,13

Результаты исследований. Для САД с внутренними роторами встречного вращения показатели массы, стоимости и активных потерь мощности ухудшаются на 7,5...20,7 %, 7,8...11,5 % и 1,5...3,3 % соответственно, относительно САД с внутренними роторами тандемвращения. Для САД с внешними роторами и контрвращением показатели массы, стоимости и активных потерь мощности ухудшаются на 7,5...19,8 %, 8,8...18,0 % и 1,2...2,8 % соответственно, относительно аналогичного САД с тандемвращением. Двухполюсные САД с внешними роторами отличаются увеличенной массой и стоимостью на 23,1 % и 1,0 %, и уменьшенными потерями на 24,6 % относительно САД с внутренними роторами. Для ЭМС обращенных САД при $2p > 2$ улучшения стоимости на 1,8...2,5 % для контрроторного САД и 6,3...7,5 % для тандемроторного САД, а также потерь активной мощности на 8,4...13,5 % сопровождаются

значительным увеличением массы до 8,3...14,7 %. Кроме того такие САД характеризуются увеличенным примерно вдвое параметром a_m , и следовательно диаметром ЭМС, что ограничивает возможности встраиваемости в корпуса осевых вентиляционных и насосных агрегатов.

Выводы.

1. Исходя из возможности минимизации диаметра статора САД тандемное вращение роторов позволяет на 13,0...15,6 % и 4,2...5,9 % улучшить показатели массы и стоимости, показатели активных потерь при $2p \leq 4$ улучшаются на 4,8 %, а при $2p > 4$ ухудшаются на 1,1...5,4 %.

2. Замена двух АД традиционной конструкции вдвое меньшей мощности на САД с внутренними встречно вращающимися роторами понижает массу, стоимость и потери электромеханической части контрроторного механизма соответственно на 11,7...23,6 %, 10,3...14,7 %, 13,7...17,2 %.

Список литературы: 1. 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. 2. Брусиловский И. В. Аэродинамика осевых вентиляторов / И. В. Брусиловский. – М.: Машиностроение. – 1984. – 240с. 3. Русецкий А. А. Судовые движители / А. А. Русецкий, М. М. Жученко, О. В. Дубровин. – Л.: Судостроение. – 1971. – 288с. 4. Черкасский В. М. Насосы, вентиляторы, компрессоры: Учебник для теплоэнергетических специальностей вузов / В. М. Черкасский // М.: Энергоатомиздат, 1984 г. – 416с. 5. Ставинский А. А. Возможности усовершенствования судовых осевых электровентиляторов на основе асинхронных контрроторных двигателей / А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю ПАЕТЗ-2011. – Миколаїв: НУК. – 2011. – С. 40 – 43. 6. Ставинский А. А. Совершенствование судовых электромеханических систем встречного вращения на основе специальных асинхронных двигателей / А. А. Ставинский // Судостроение. – 2011. – №6. – С. 35 – 38. 7. Ставинский А. А. Усовершенствование тихоходных биротативных асинхронных электроприводов на основе специальных контрроторных двигателей / А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков // Матеріали Міжнародної конференції. ПАЕП – 2014. – Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2014. – №5 (91). – С. 259 – 261. 8. Пальчиков О. О. Схемы изменения чередования катушечных групп в асинхронных секционированных контрроторных двигателях / О. О. Пальчиков // 36. наук. праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2013. – №1. – С. 72 – 76. 9. Ставинский А. А. Електропривод контрроторного обертання. Патент на корисну модель № 65002. – Україна, МПК. – 2011. – Н02К5/16 / А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков (Україна). – №u201104982. – Заявл. 20.04.11; Опубл. 25.11.11, Бюл. №22. – 4с. 10. Ставинский А. А. Использование метода относительных коэффициентов показателей технического уровня в решении задач оптимизации асинхронных двигателей / А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – №5. – С. 37 – 44. 11. 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. 12. Домбровский В. В. Асинхронные машины: теория, расчет, элементы проектирования /

В. В. Домбровский, В. М. Зайчик // Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 368с.

Bibliography (transliterated): 1. Glovackij, A.V., L.P. Kubarev, and L.N. Makarov. "Osnovnye napravleniya razvitiya elektricheskikh mashin i elektromekhanicheskikh sistem na ih osnove." *Elektrotehnika*. No. 4. 2008. 2–8. Print. 2. Brusilovskij, I.V. *Aerodinamika osevyh ventilyatorov*. Moskva: Mashinostroenie, 1984. Print. 3. Rusetskij, A.A., M.M. Zhuchenko, and O.V. Dubrovin. *Sudovye dvizhiteli*. Leningrad: Sudostroenie, 1971. Print. 4. Cherkasskij, V.M. *Nasosy, ventilyatory, kompressory: Uchebnik dlya teploenergeticheskikh special'nostej vuzov*. Moskva: Energoatomizdat, 1984. Print. 5. Stavinskij, A.A., and O.O. Palchykov. "Vozmozhnosti usovershenstvovaniya sudovyh osevyh elektroventilyatorov na osnove asinhronnyh kontrotornyh dvigatelej." *Materialy` vseukrayins'koyi naukovno-texnichnoyi konferenciyi z mizhnarodnoyu uchastyu PAETZ-2011*. My`kolayiv: NUK, 2011. 40–43. Print. 6. Stavinskij, A.A. "Sovershenstvovanie sudovyh elektromekhanicheskikh sistem vstrechnogo vrashcheniya na osnove special'nyh asinhronnyh dvigatelej." *Sudostroenie*. No. 6. 2011. 35–38. Print. 7. Stavinskij, A.A., and O.O. Palchykov "Usovershenstvovanie tihohodnyh birotativnyh asinhronnyh elektroprivodov na osnove special'nyh kontrotornyh dvigatelej." *Materialy` Mizhnarodnoyi konferenciyi. PAEP – 2014. Elektrotehnichni ta komp'yuterni sy'stemy`*. No. 5 (91). 2014. 259–261. Print. 8. Palchykov, O.O. "Skhemy izmeneniya cheredovaniya katushechnykh grupp v asinhronnyh sekcionirovannykh kontrotornykh dvigatelyah." *Zb. nauk. prac` NUK*. Vol. 1. My`kolayiv: NUK, 2013. 72–76. Print. 9. Stavinskij, A.A., and O.O. Palchykov. "Elektrody`gun kontrotornogo obertannya. Patent na kory`snu model` № 65002." *Patent UA*. No. u201104982, 2011. Print. 10. Stavinskij, A.A., and O.O. Palchykov "Ispol'zovanie metoda otноситel'nykh koefficientov pokazatelej tekhnicheskogo urovnya v reshenii zadach optimizacii asinhronnyh dvigatelej." *Elektrotehnika i elektromexanika*. No. 5. 2014. 37–44. Print. 11. Stavinskij, A.A., and O.O. Palchykov. "Celevye funkcii sravnitel'nogo analiza energeticheskoy effektivnosti elektromagnitnyh sistem asinhronnyh dvigatelej s vnutrennimi i vneshnimi rotorami." *Elektrotehnika i elektromexanika*. No. 1. 2015. 41–45. Print. 12. Dombrovskij, V.V., and V.M. Zajchik. *Asinhronnye mashiny: teoriya, raschet, elementy proektirovaniya*. Leningrad: Energoatomizdat, 1990. Print.

Поступила (received) 24.04.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Ставинский Андрей Андреевич – доктор технических наук, профессор, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, заведующий кафедры судовых электроэнергетических систем, тел.: +38(0512) 36 49 63.

Stavinskiy Andrei Andreevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Chair of the Department of the shipboard electrical power systems and information security, phone: +38(0512)364963.

Пальчиков Олег Олегович – аспирант, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова; e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

Palchykov Oleg Olegovich – Postgraduate Student at the Admiral Makarov National University of Shipbuilding, e-mail: ole2013hulk@yandex.ua

УДК 621.314

Р. А. СТАВИНСКИЙ, А. Н. ЦЫГАНОВ**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МАССОСТОИМОСТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНЫХ СТЕРЖНЕВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С КРУГОВЫМИ И ВОСЬМИГРАННЫМИ ОБРАЗУЮЩИМИ КОНТУРАМИ**

На основании полученных аналитических зависимостей определены оптимальные геометрические соотношения по критериям минимумов массы и стоимости активной части, и выполнен сравнительный анализ массостоймостных показателей однофазных стержневых электромагнитных систем с круговыми и восьмигранными образующими контурами.

Ключевые слова: трансформатор, магнитопровод, образующие контуры, оптимизация.

Введение. Важными элементами электро-технических систем являются металлоемкие индукционные статические устройства (ИСУ), такие как трансформаторы и реакторы. В настоящее время рост энергопотребления формирует постановку задач энергоресурсосбережения усовершенствованием процессов производства, распределения и преобразования электроэнергии. Важной составляющей таких задач является повышение технического уровня ИСУ на основе разработки нетрадиционных технических решений и структурной оптимизации их электромагнитных систем (ЭМС) [1, 2].

Цель исследований. Сравнительный анализ массостоймостных показателей однофазных стержневых ЭМС ИСУ с традиционными круговыми и нетрадиционными восьмигранными образующими контурами (ОК) элементов ЭМС.

Материал и результаты исследований. В представленных на рис. 1 вариантах поперечного сечения стержня с круговым (рис. 1, а) и восьмигранными (рис. 1, б и в) ОК, основным отличием является наличие практически равномерного (по окружности) и дискретного (по углам восьмигранника) распределения внутренних остаточных механических напряжений кольцевого изгиба витков катушек [3, 4]. Формирование стержней с использованием восьмигранных ОК позволяет повысить электродинамическую устойчивость и снизить материалоемкость ИСУ по сравнению с цилиндрическими ОП ЭМС. Электродинамическая устойчивость повышается в результате исключения внутренних остаточных напряжений на прямолинейных участках витков с восьмигранными ОК. В зонах вершин многогранных ОК витков формируются участки концентрации внутренних деформационных напряжений. Составляющие таких участков относительно общих длин витков незначительны и при условии усиления изоляции и концентрации механических креплений обмотки в зонах углов многогранника происходит увеличение электродинамической устойчивости [4, 5]. Материалоемкость снижается некоторым повышением заполнения ОК пакетами электротехнической стали (ЭТС) при замене круговой формы сечения стержня на восьмигранную (рис. 1).

Размещение в половинах равностороннего восьмигранника со стороной a_b (рис. 1, б и в) трех и четырех ступеней пакетов пластин (листов) ЭТС обеспечивает площади сечения стержня, соответственно $S_{в3}$ и $S_{в4}$, определяющиеся соотношениями [6]:

$$S_{в3} = 4,3287a_b^2; S_{в4} = 4,4954a_b^2.$$

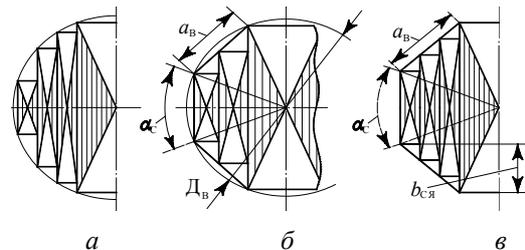


Рис. 1 – Варианты конфигурации сечения стержня:
а – с круговым образующим контуром;
б, в – восьмигранным образующим контуром.

Формированием магнитопровода в соответствии со схемами (рис. 1 б, в) достигаются коэффициенты заполнения K_k восьмигранного ОК ступенчатым сечением стержня:

$$K_{кв3} = S_{в3}/S_{кв} \approx 0,9; K_{кв4} = S_{в4}/S_{кв} \approx 0,931,$$

где $S_{кв}$ – площадь равностороннего контурного восьмигранника (рис. 1, б и в),

$$S_{кв} = 4,828a_b^2.$$

Аналогичные коэффициенты заполнения кругового ОК (рис. 1, а), $K_{кк} \approx 0,9$ и $K_{кк} \approx 0,931$ достигаются соответственно 7–9 и 14–16 ступенями и размерами пакетов ЭТС в половине окружности [7].

Таким образом, существенным преимуществом ЭМС с восьмигранными ОК является возможность снижения трудоемкости производства магнитопроводов планарных ИСУ в диапазоне мощности до 10000 кВ·А ($K_{кк} \leq 0,931$) [7].

Сравнительный анализ вариантов ЭМС выполняется методом [2] согласно которому целевая функция массы (стоимости) ЭМС ИСУ представляется в виде

$$F_{м(с)} = \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 K_{м(с)} \Pi_{ам(с)}^* \quad (1)$$

где $\Pi_{ид}$ – показатель исходных данных и электромагнитных нагрузок ИСУ;

$\Pi_{ам(с)}^*$ – безразмерный показатель массы (стоимости) ЭМС.

Коэффициенты массы K_m и стоимости K_c соответствуют:

$$K_m = \gamma_c; K_c = C_c \gamma_c,$$

где γ_c и C_c – плотность и удельная стоимость ЭТС.

Входящий в (1) безразмерный показатель является функцией коэффициента заполнения обмоточного окна

активным материалом обмотки (АМО) K_{30} и универсальных (приемлемых для любого из существующих и возможных вариантов ЭМС [3]) двух основных относительных и третьей дополнительной (используемой в некоторых ЭМС) геометрических управляемых переменных a_m, λ_0, α_c

$$\Pi_{ам(с)}^* = f(K_{30}, a_m, \lambda_0, \alpha_c), \quad (2)$$

где a_m – отношение наружного $D_{нк(в)}$ и внутреннего $D_{вк(в)}$ диаметров расчетных окружностей магнитопровода; λ_0 – отношение высоты $h_{0к(в)}$ и ширины $b_{0к(в)}$ обмоточного окна (рис. 2); α_c – расчетный угол стержня (в рассматриваемых вариантах однофазной планарной ЭМС используются две переменные a_m и λ_0),

$$a_m = D_{нк(в)} / D_{вк(в)}; \quad (3)$$

$$\lambda_0 = h_{0к(в)} / b_{0к(в)}. \quad (4)$$

Показатели $\Pi_{ам}^*$ и $\Pi_{ас}^*$ определяются при соблюдении известного принципа электромагнитной эквивалентности ИСУ [3]. Этому принципу соответствует идентичность $\Pi_{ид}$, идентичности назначения и исполнения ИСУ, а также, соответственно идентичности заполнения ОК i - ступенчатым сечением стержня, заполнения обмоточного окна и заполнения магнитопровода ЭТС с коэффициентами:

$$K_{квi} = K_{кк} = K_{к}; \quad K_{зовi} = K_{зокi} = K_{зо}; \quad K_{зсвi} = K_{зскi} = K_{зс},$$

где $K_{зовi}, K_{зокi}$, и $K_{зсвi}, K_{зскi}$ – коэффициенты заполнения обмоточного окна и коэффициенты заполнения магнитопровода ЭТС [7] в ЭМС соответственно с восьмигранными и круговыми ОК.

При определении целевой функции (1) используются известные уравнения связи [6] площади ЭТС сечения стержня $\Pi_{сск}$ и массы АМО m_o с показателем $\Pi_{ид}$ ИСУ:

$$\Pi_{сск(в)} = \Pi_{ид} / (K_{зо} \lambda_0 b_{ок(в)}^2); \quad (5)$$

$$m_{ок(в)} = 1,5 \gamma_o \Pi_{ид} l_{вк(в)} / \Pi_{сск(в)}, \quad (6)$$

где γ_o и l_w – плотность АМО и средняя длина витка чередующейся обмотки.

Сравнительный анализ и структурная оптимизация вариантов ЭМС выполняются по экстремумам функций (2) $\Pi_{амmin}^*$, $\Pi_{асmin}^*$, а также потерь энергии $\Pi_{алпmin}^*$. Первый множитель (1) может быть использован в поэтапной параметрической оптимизации ИСУ конкретного назначения и исполнения при заданных проектных ограничениях.

В ЭМС с круговыми ОК (рис. 2) ширина обмоточного окна магнитопровода определяется, с учетом (5), выражением

$$b_{ок} = (D_{нк} - D_{вк}) / 2 = D_{вк} (a_m - 1) / 2. \quad (7)$$

Объем ограниченный круговыми ОК стержней и ярем магнитопровода ЭМС схемы (рис. 2)

$$V_{кк} = (2h_{ок} + 2b_{ок} + 4D_{вк}) S_{кк} = 0,7854 D_{вк}^3 [(a_m - 1) \cdot (\lambda_0 + 1) + 4], \quad (8)$$

где $S_{кк}$ – площадь кругового ОК диаметра $D_{вк}$;

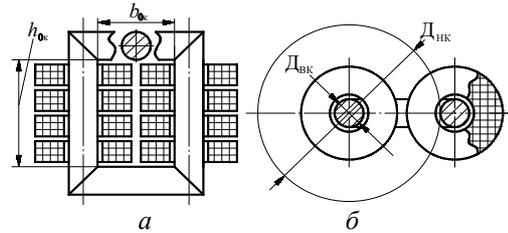


Рис. 2 – Конструктивная схема однофазной стержневой электромагнитной системы с круговыми образующими контурами: а – продольное сечение; б – поперечное сечение.

Масса ЭТС магнитопровода и средняя длина витка катушки обмотки ЭМС схемы (рис. 2) определяются на основе (3), (4) и (7) уравнениями:

$$m_{мк} = \gamma_c K_{зс} K_{к} 0,7854 D_{вк}^3 \times [(a_m - 1) \cdot (\lambda_0 + 1) + 4]; \quad (9)$$

$$l_{вк} = 2\pi(D_{вк}/2 + b_{ок}/4) = \pi D_{вк} [1 + (a_m - 1)/4] \quad (10)$$

Масса АМО ЭМС схемы (рис. 2) определяется, исходя из (5), (6) и (7), (10) уравнением

$$m_{ок} = 1,5 \gamma_o K_{зо} \lambda_0 l_{вк} b_{ок}^2 = 1,178 \gamma_o K_{зо} \lambda_0 D_{вк}^3 (a_m - 1)^2 [1 + (a_m - 1)/4] \quad (11)$$

Площадь ЭТС стержня с круговым ОК (рис. 1, а)

$$\Pi_{сск} = \pi K_{зс} K_{к} D_{вк}^2 / 4. \quad (12)$$

Из условия равенства (5) и (12), с учетом (7), следует

$$D_{в} = \sqrt[4]{5,093 \Pi_{ид} / (K_{зс} K_{к} K_{зо} \lambda_0 (a_m - 1)^2)}. \quad (13)$$

После подстановки (2) уравнения (9) и (10) масс ЭТС и АМО ЭМС схемы (рис. 2) преобразуются:

$$m_{мк} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мк}^*; \quad (14)$$

$$m_{ок} = \gamma_o \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{ок}^*, \quad (15)$$

где $\Pi_{мк}^*$ и $\Pi_{ок}^*$ – безразмерные показатели массы магнитопровода и обмотки ЭМС схемы (рис. 2):

$$\Pi_{мк}^* = 0,7854 K_{зс} K_{к} \times \left(\sqrt[4]{5,093 / (K_{зс} K_{к} K_{зо} \lambda_0 (a_m - 1)^2)} \right)^3 \times [(a_m - 1) \cdot (\lambda_0 + 1) + 4]; \quad (16)$$

$$\Pi_{ок}^* = 1,178 K_{зо} \lambda_0 \times \left(\sqrt[4]{5,093 / (K_{зс} K_{к} K_{зо} \lambda_0 (a_m - 1)^2)} \right)^3 \times (a_m - 1)^2 [1 + (a_m - 1)/4] \quad (17)$$

Масса $m_{ак}$ и стоимость $C_{ак}$ активных материалов ЭТС схемы (рис. 2) определяются, в соответствии с (2) и на основе (14) – (17) уравнениями:

$$m_{ак} = m_{мк} + m_{ок} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мк}^* + \gamma_o \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{ок}^* = \quad (18)$$

$$= \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мак}^*; \quad C_{ак} = C_{мк} + C_{ок} = C_c \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мк}^* + C_o \gamma_o \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{ок}^* =, \quad (19)$$

где C_o – удельная стоимость АМО; $\Pi_{\text{мак}}^*$ и $\Pi_{\text{сак}}^*$ – относительные показатели массы и стоимости активных материалов однофазной планарной ЭМС с круговыми ОК (рис. 2),

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{мак}}^* &= \Pi_{\text{МК}}^* + \gamma_o \Pi_{\text{ОК}}^* / \gamma_c = \\ &= \left(\sqrt[4]{5,093 / (K_{3c} K_K K_{3o} \lambda_o (a_M - 1)^2)} \right)^3 \times \\ &\times \left[K_{3c} K_K 0,7854 [(a_M - 1)(\lambda_o + 1) + 4] + \right. \\ &\left. + [1,178 \gamma_o K_{3o} \lambda_o (a_M - 1)^2 [1 + (a_M - 1)/4]] / \gamma_c \right] \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{сак}}^* &= \Pi_M^- + C_o \gamma_o \Pi_o^- / (C_c \gamma_c) = \\ &= \left(\sqrt[4]{5,093 / (K_{3c} K_K K_{3o} \lambda_o (a_M - 1)^2)} \right)^3 \times \end{aligned}$$

$$\times \left[K_{3c} K_K 0,7854 [(a_M - 1)(\lambda_o + 1) + 4] + [1,178 \gamma_o K_{3o} \lambda_o (a_M - 1)^2 [1 + (a_M - 1)/4]] / \gamma_c \right] \quad (21)$$

Примеры функциональных зависимостей (20) и (21) ЭМС схемы (рис. 2) показаны на рис. 3. Зависимости экстремальных значений (минимумов) $\Pi_{\text{мак}}^* \text{ min}$ и $\Pi_{\text{сак}}^* \text{ min}$ от K_{3o} ЭМС (рис. 2) представлены на рис. 4. Указанные зависимости (рис. 3, рис. 4) получены при соотношениях плотностей (кг/м³) $\gamma_o/\gamma_c = 8,94/7,65$ и стоимостей $C_o/C_c = 3$ электротехнической обмоточной меди и ЭТС, а также значениях $K_{3c} = 0,91$ и $K_{3o} = 0,25$.

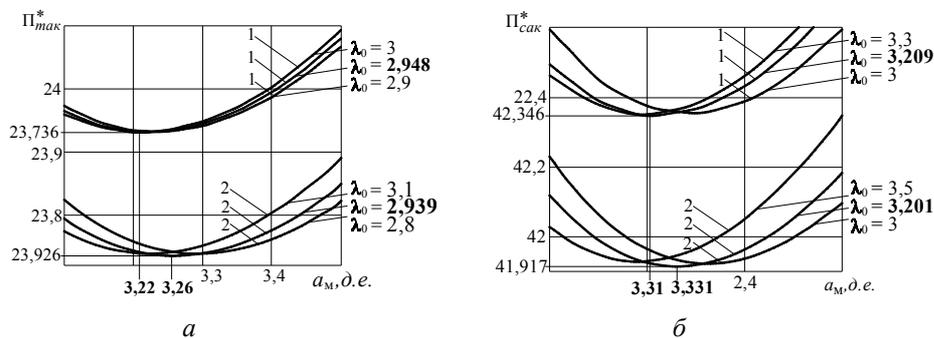


Рис. 3 – Зависимости массостоймостных показателей от геометрических соотношений однофазной стержневой электромагнитной системы с круговыми образующими контурами при двух значениях контурного коэффициента $K_{\text{КК}} = 0,9$ (1), $K_{\text{КК}} = 0,931$ (2): а – показатель массы; б – показатель стоимости.

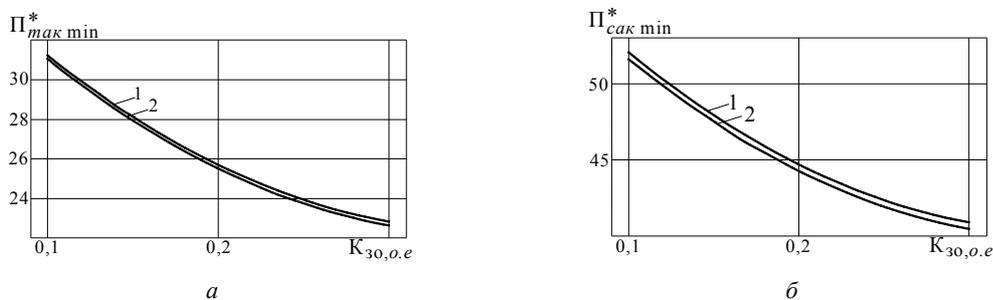


Рис. 4 – Зависимости минимальных значений массостоймостных показателей от класса напряжения однофазной стержневой электромагнитной системы с круговыми образующими контурами при двух значениях контурного коэффициента $K_{\text{КК}} = 0,9$ (1), $K_{\text{КК}} = 0,931$ (2): а – показатель массы; б – показатель стоимости.

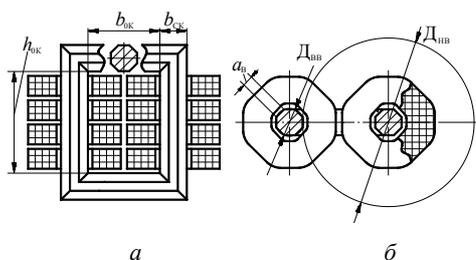


Рис. 5 – Конструктивная схема однофазной стержневой электромагнитной системы с восьмигранными образующими контурами: а – продольное сечение; б – поперечное сечение.

В ЭМС с многоплоскостными ОП (рис. 5) ширина стержня $b_{\text{ст}}$ (рис. 5, а) и ширина грани ОК стержня (рис. 1, б и в) магнитопровода (рис. 5) определяются через диаметр описанной окружности $D_{\text{об}}$ (рис. 1, б, рис. 5, б) соотношениями:

$$b_c = D_{\text{об}} \cos(\alpha_c/2) = 0,9239 D_{\text{об}}; \quad (22)$$

$$a_b = D_{\text{об}} \sin(\alpha_c/2) = 0,3827 D_{\text{об}}, \quad (23)$$

где $\alpha = 45^\circ$ – центральный угол грани стержня (рис. 1, б и в). Ширина обмоточного окна магнитопровода ЭМС с учетом (3) и (22), выражением:

$$b_{об} = (D_{нв}/2) - (b_{св}/2) = \left((a_m D_{нв})/2 \right) - \left((D_{нв}/2) \cos(\alpha_c/2) \right) = D_{нв} (a_m - 0,9239)/2 \quad (24)$$

Объем ограниченный восьмигранными ОК стержней и ярем магнитопровода ЭМС схемы (рис. 5)

$$V_{кв} = (2h_{об} + 2b_{об} + 4b_{св}) S_{кв} = 0,7055 D_{нв}^3 \times [(a_m - 0,9239) \cdot (1 + \lambda_0) + 3,6956] \quad (25)$$

Масса ЭТС магнитопровода ЭМС схемы (рис. 5) определяется, на основе (3), (4), (22) – (25) уравнением

$$m_{мв} = \gamma_c K_{зс} K_{кк} 0,7055 D_{нв}^3 \times [(a_m - 0,9239) \cdot (1 + \lambda_0) + 3,6956] \quad (26)$$

Средняя длина витка катушки обмотки с восьмигранными ОК (рис. 5, б) определяется, с учетом (23) и (25)

$$l_{вб} = 8a_{п} + \pi b_{об} / 4 = 3,06 \times [1 + 0,1283(a_m - 0,9239)] D_{нв} \quad (27)$$

Масса АМО ЭМС схемы (рис. 5) определяется, исходя из (5), (6) и (24), (27) уравнением

$$m_{об} = 1,5 \gamma_0 K_{з0} \lambda_0 l_{вб} b_{об}^2 = 4,59 \gamma_0 K_{з0} \lambda_0 D_{нв}^3 \times [(a_m - 0,9239)/2]^2 [1 + 0,1283(a_m - 0,9239)] \quad (28)$$

Площадь ЭТС стержня с восьмигранным ОК (рис. 1, б и в) определяется, с использованием (23)

$$\Pi_{свв} = 0,70628 K_{зс} K_{кк} D_{нв}^2 \quad (29)$$

Из условия равенства (5) и (29), с учетом (27), следует

$$D_{нв} = \sqrt[4]{5,6635 \Pi_{ид} / (K_{зс} K_{кк} K_{з0} \lambda_0 (a_m - 0,9239)^2)} \quad (30)$$

После подстановки (30) уравнения (26) и (28) масс ЭТС и АМО ЭМС схемы (рис. 5) преобразуются:

$$m_{мв} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мв}^* \quad (31)$$

$$m_{об} = \gamma_0 \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{об}^* \quad (32)$$

где $\Pi_{мв}^*$ и $\Pi_{об}^*$ – относительные показатели массы магнитопровода и обмотки ЭМС схемы (рис. 5):

$$\Pi_{мв}^* = 0,7055 K_{зс} K_{кк} \times \left(\sqrt[4]{5,6635 / (K_{зс} K_{кк} K_{з0} \lambda_0 (a_m - 0,9239)^2)} \right)^3 \times [(a_m - 0,9239)(1 + \lambda_0) + 3,6956] \quad (33)$$

$$\Pi_{об}^* = 4,59 K_{з0} \lambda_0 \times \left(\sqrt[4]{5,6635 / (K_{зс} K_{кк} K_{з0} \lambda_0 (a_m - 0,9239)^2)} \right)^3 \times [(a_m - 0,9239)/2]^2 [1 + 0,1283(a_m - 0,9239)] \quad (34)$$

Масса $m_{ав}$ и стоимость $C_{ав}$ активных материалов ЭМС схемы (рис. 5) определяются, в соответствии с (2) и на основе (31) – (34), уравнениями:

$$m_{ав} = m_{мв} + m_{об} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мв}^* + \gamma_0 \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{об}^* = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мав}^*$$

$$C_{ав} = C_{мв} + C_{об} = C_c \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мв}^* + C_0 \gamma_0 \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{об}^* = C_c \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{сав}^*$$

где $\Pi_{мав}^*$ и $\Pi_{сав}^*$ – относительные показатели массы и стоимости активных материалов однофазной планарной ЭМС с многоплоскостными ОП и восьмигранными ОК (рис. 5),

$$\Pi_{мав}^* = \Pi_{мв}^* + \gamma_0 \Pi_{об}^* / \gamma_c = \left(\sqrt[4]{5,6635 / (K_{зс} K_{кк} K_{з0} \lambda_0 (a_m - 0,9239)^2)} \right)^3 \times [K_{зс} K_{кк} 0,7055 (a_m - 0,9239)(1 + \lambda_0) + 3,6956] + \gamma_0 K_{з0} \lambda_0 4,59 \times [1 + 0,1283(a_m - 0,9239)] (a_m - 0,9239)/2 / \gamma_c \quad (35)$$

$$\Pi_{сав}^* = \Pi_{мв}^* + C_0 \gamma_0 \Pi_{об}^* / (C_c \gamma_c) = \left(\sqrt[4]{5,6635 / (K_{зс} K_{кк} K_{з0} \lambda_0 (a_m - 0,9239)^2)} \right)^3 \times [K_{зс} K_{кк} 0,7055 (a_m - 0,9239) \cdot (1 + \lambda_0) + 3,6956] + C_0 \gamma_0 K_{з0} \lambda_0 4,59 \cdot [1 + 0,1283(a_m - 0,9239)] \times [(a_m - 0,9239)/2]^2 / C_c \lambda_c \quad (36)$$

Функциональные зависимости (35) и (36) ЭМС схемы (рис. 5) при удельных показателях и расчетных коэффициентах аналогичных ЭМС (рис. 2) показаны на рис. 6. Зависимости экстремальных значений (минимумов) $\Pi_{мав}^* \min$ и $\Pi_{сав}^* \min$ от $K_{з0}$ ЭМС (рис. 5) с указанными выше данными представлены на рис. 7.

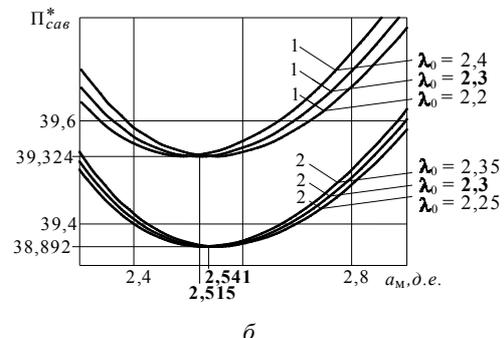
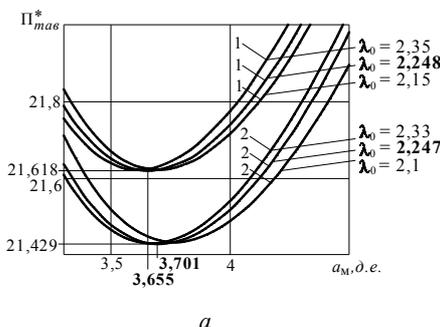


Рис. 6 – Зависимости массостоймых показателей от геометрических соотношений однофазной стержневой электромагнитной системы с восьмигранными образующими контурами при двух значениях контурного коэффициента $K_{кк} = 0,9$ (1), $K_{кк} = 0,931$ (2): а – показатель массы; б – показатель стоимости.

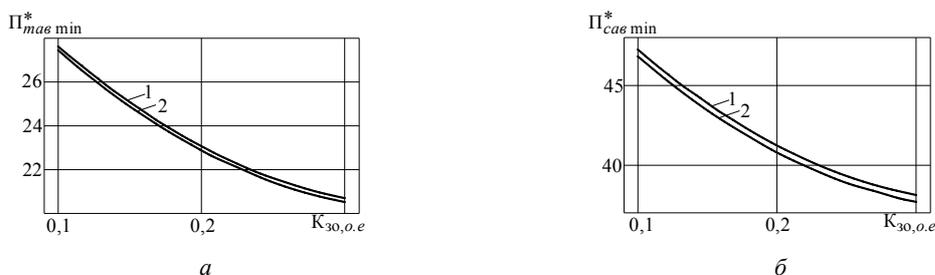


Рис. 7 – Зависимости минимальных значений массостоймостных показателей от класса напряжения однофазной стержневой электромагнитной системы с восьмигранными образующими контурами при двух значениях контурного коэффициента $K_{кк} = 0,9$ (1), $K_{кк} = 0,931$ (2):
 а – показатель массы; б – показатель стоимости.

Выводы. 1. Замена в однофазных ЭМС ИСУ круговых ОК на восьмигранные ОК позволяет, в дополнение к предпосылкам повышения электродинамической устойчивости, улучшить их массостоймостные показатели.

2. Снижение показателей массы и стоимости однофазных стержневых ЭМС с восьмигранными ОК относительно аналогов с традиционными круговыми ОК составляет 9 – 12 % и 9 – 6 %.

Список литературы: 1. Ставинский А. А. Перспективы и особенности дальнейшего совершенствования индукционных электромеханических и статических преобразователей / А. А. Ставинский, И. А. Тищенко, Н. И. Зелёный // *Електромеханічні та комп'ютерні системи*. – 2010. – Вып. 1 (77) – С. 64–69. 2. Ставинский Р. А. Нетрадиционные технические решения, постановка задачи и метод структурной оптимизации индукционных статических устройств / Р. А. Ставинский // *Вісник КДУ*. – Кременчук. – 2010. – Вып. 4 (63) ч. 2. – С. 91–94. 3. Лазарев В. И. Обобщение результатов исследований по проблеме электродинамической стойкости силовых трансформаторов. // *Техн. Електродинаміка* – 2005. – Вып. 1. – С. 53–60. 4. Ставинский А. А. Генезис структур и предпосылки совершенствования трансформаторов и реакторов преобразованием контуров электромагнитных систем (электродинамическая устойчивость и системы со стыковыми магнитопроводами) / А. А. Ставинский // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2011. – Вып. 5. – С. 43–47. 5. Пат. 38596 Украина, МПК (2009) H01F27/28, H01F27/30, H01F27/32. Обмотка статического индукционного пристрою / Ставинський А. А., Ставинський Р. А., Циганов О. М. (Україна) – у 200809425; заявл. 18.07.2008; опубл. 10.03.2009, Бюл. №5. 6. Ставинский А. А. Сравнительный анализ массостоймостных показателей планарных трехфазных электромагнитных систем с

круговыми и восьмигранными образующими контурами стержней / А. А. Ставинский, Р. А. Ставинский, А. Н. Циганов // *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. – 2010. – Вып. 6. – С. 106–112. 7. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов: учебное пособие для вузов. – 5-е изд. Переаб. и доп. // – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528с.

Bibliography (transliterated): 1. Stavinskiy, A. A., I. A. Tischenko and N. I. Zelyonyiy "Perspektivy i osobennosti dalneyshego usovershenstvovaniya induktsionnykh elektromekhanicheskikh i staticheskikh preobrazovateley." *Elektromekhanichni ta kompyuterni sistemi*. No. 1 (77). 2010. 64–69. Print. 2. Stavinskiy, R. A. "Netraditsionnye tehnicheckie resheniya, postanovka zadachi i metod strukturnoy optimizatsii induktsionnykh staticheskikh ustroystv." *Visnik KDU*. No. 4 (63) Vol. 2. 2010. 91–94. Print. 3. Lazarev, V. I. "Obobshchenie rezultatov issledovaniy po probleme elektrodinamicheskoy stoykosti silovyykh transformatorov." *Tehn. Elektrodinamika*. No 1. 2005. 53–60. Print. 4. Stavinskiy, A. A. "Genezis struktur i predposylki usovershenstvovaniya transformatorov i reaktorov preobrazovaniem konturov elektromagnitnykh sistem (elektrodinamicheskaya ustoychivost i sistemi so stykovyimi magnitprovodami)." *Elektrotehnika i elektromekhanika*. No. 5. 2011. 43–47. Print. 5. Stavinskiy, A. A., R. A. Stavinskiy, and O. M. Tsiganov Pat. 38596 Ukrayina, MPK (2009) H01F27/28, H01F27/30, H01F27/32. "Obmotka statichnogo Induktlyonogo pristroyu" (Ukrayina) – u 200809425; Byul. 5. Print. 6. Stavinskiy, A. A., R. A. Stavinskiy and A. N. Tsiganov "Srvnitelnyiy analiz masostoyimostnykh pokazateley planarnykh trehfaznykh elektromagnitnykh sistem s krugovymi i vosmigrannymi obrazuyuschimi konturami sterzhney." *Elektrotehnichni ta kompyuterni sistemi*. No 6. 2010. 106–112. Print. 7. Tihomirov, P. M. "Raschet transformatorov." Moskva: Energoatomizdat, 1986. Print.

Поступила (received) 06.07.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Ставинский Ростислав Андреевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, доцент кафедры электрооборудования судов и информационной безопасности; тел.: +38(066) 128-55-18; e-mail: strostand@mail.ru

Stavinskij Rostislav Andreevich – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Chair of the Department of the shipboard electrical power systems and information security, phone: +38(066) 128-55-18; e-mail: strostand@mail.ru

Циганов Александр Николаевич – Николаевский национальный аграрный университет, ассистент кафедры энергетики аграрного производства, тел.: +38 (0512) 48-09-52; e-mail: tsyganov.sasha@mail.ru

Ciganov Aleksandr Nikolaevich – Mykolayiv national Agrarian University, Postgraduate Student at the Department of the Energy of agricultural production +38 (0512) 48-09-52; e-mail: tsyganov.sasha@mail.ru

УДК 621.313

В. Ф. ШИНКАРЕНКО, В. В. КОТЛЯРОВА, А. А. ШИМАНСКАЯ**ОПРЕДЕЛЕНИЕ И АНАЛИЗ ГЕНЕТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ СОВМЕЩЕННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ТИПА «МОТОР-ПОДШИПНИК» С ГАЗОМАГНИТНЫМ ПОДВЕСОМ РОТОРА**

На примере функционального класса совмещенных систем типа «Мотор-подшипник» показано, что разработанные авторами методы синтеза и анализа генетических программ инвариантны к уровню сложности и времени эволюции развивающейся электромеханической системы. По результатам расшифровки генетических программ определены допустимые границы видообразования и осуществлено генетическое предвидение новых топологических классов распределенных многофазных обмоток. Достоверность генетических программ подтверждена результатами эволюционных экспериментов. Результаты исследований представляют системную основу для создания генетических банков данных и решения задач направленного синтеза сложных электромеханических систем по их генетическим программам.

Ключевые слова: электромеханическая система «Мотор-подшипник», генетическая программа, структурная эволюция, генетическое предвидение, инновационный потенциал класса, эволюционный эксперимент.

Введение. Тенденция повышения производительности металлорежущих станков и обрабатывающих центров предъявляет повышенные требования к наиболее ответственному их узлу – мотор-шпинделям (МШ). К современным МШ предъявляются требования высокой быстроходности, точности вращения, жесткости, виброустойчивости и долговечности. Обеспечение указанных требований в значительной степени определяется типом применяемых опор. В быстроходных МШ в качестве опор приводного двигателя используются гидростатические, газовые и магнитные опоры. Однако такие опоры имеют сравнительно невысокую несущую способность, что ограничивает силу резания и приводит к снижению производительности.

В последнее время наметилась тенденция к использованию бесконтактного газоманитного подвеса ротора приводного двигателя. Такие системы получили название «Мотор-подшипников» (МП) [1,2]. Функционирование газоманитной опоры основано на совместном действии сил давления газовой смазки и электромагнитных сил притяжения, действующих между подвижной и неподвижной активными частями приводного электродвигателя. Так как указанные силы имеют различную физическую природу, их управление может осуществляться по двум независимым каналам. Совмещение конструкции электродвигателя с газоманитным подвесом ротора, позволяет повысить рабочие скорости вращения и обеспечить требуемые нагрузки на инструменте при одновременном обеспечении динамической жесткости шпинделя [2].

Вместе с тем, большое разнообразие возможных компоновочных решений и предлагаемых конструктивных решений МП усложняют поиск и выбор оптимальных вариантов МШ и обуславливают необходимость использования системных методов синтеза и анализа с возможностью предвидения их новых структурных разновидностей.

Анализ предыдущих исследований. В процессе научного познания стало очевидным, что законы эволюции непосредственно связаны с принципами наследственности и относятся к общесистемным

законам, так как определяют развитие систем любой физической природы [3,4]. Системные законы эволюции распространяются не только на системы органического мира, но и объекты антропогенного происхождения, включая технические [5–7]. Теоретическими и экспериментальными исследованиями авторов впервые установлено, что структурная организация и развитие таких систем осуществляется в соответствии с общесистемными принципами наследственности, которые реализуются в соответствии с их генетическими программами [8–10]. Такие программы определяют допустимые границы видового разнообразия и составляют системную основу для упорядочения и систематизации знаний [11,12], а также разработки технологии генетического предвидения в технике [13–15]. Развитие исследований в данном направлении открывает возможность постановки и решения принципиально новых системных задач, включая задачи структурного предвидения и инновационного синтеза новых классов электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ) по заданной функции цели. Поэтому, определение и анализ инновационного потенциала генетических программ сложных технических систем с электромеханическими преобразователями энергии, является актуальной научно-практической задачей современной электромеханики.

Цель работы заключается в синтезе и расшифровке генетической программы функционального класса совмещенных электромеханических систем (ЭМ-систем) типа «Мотор-подшипник» и ее последующей экспериментальной проверке.

Материалы исследования. Результатами предыдущих этапов структурно-системных исследований было установлено, что генетическое разнообразие создаваемых электромеханических объектов (ЭМ-объектов) является прогнозируемым, так как определяется элементным и информационным базисом порождающей периодической системы [7,14]. Каждому классу ЭМ-объектов ставится в соответствие конечное множество порождающих структур в

периодической порождающей системе. Конечные множества порождающих электромагнитных элементов (хромосом), в совокупности с правилами их генетического структурообразования, обобщается понятием генетической программы [16].

Генетическая программа ЭМ-систем типа «Мотор-подшипник». Функцию системного носителя высокоупорядоченной генетической информации (генетических кодов) и исходного элементного базиса в генетически организованной системе выполняет периодическая структура Генетической классификации (ГК) первичных источников электромагнитного поля. С точки зрения генетического анализа, системы типа «мотор-подшипник» с газомангнитным подвесом относятся к классу межсистемных гибридов, структурно и функционально совмещающих электромеханический преобразователь энергии и систему газовой смазки высокоскоростного ротора. В структуре таких совмещенных систем функцию генетического ядра выполняет структура электромеханического преобразователя. Наличие генетической информации такого объекта, достаточно для определения всех видов генетически допустимых систем (в пределах заданного поискового пространства), инвариантных к уровню их сложности.

К основным требованиям на этапе постановки задачи определения генетической программы отнесем следующие:

- обеспечение высокоскоростного вращательного движения ($\pm \omega$);
- реализацию бесконтактного газомангнитного подвеса подвижной части ($F_M \times F_T$);
- обеспечение осевой симметрии совмещенных вращающихся частей (S_{OX});
- реализацию модульного принципа конструктивного исполнения (M).

С учетом указанных требований, интегральная функция поиска в поисковом пространстве R^n предметной области порождающей системы приобретает следующий вид:

$$F_{МП} = [\pm \omega; (F_M \times F_T); S_{OX}; M] \subset R^n. \quad (1)$$

С целью обеспечения корректности решения задачи и сокращения времени поиска введем следующие ограничения:

- поиск осуществляется в предметной области первичных источников поля первого большого периода ГК;

- не учитываются активные поверхности с гибридной пространственной геометрией;
- не рассматривается элементный базис ЭМ-объектов рода сферических;
- поисковое пространство источников-изотопов ограничивается первыми тремя уровнями их генетической сложности (I–III).

Наличие указанных ограничений существенно сокращает размерность пространства R^n , что делает процесс поиска направленным и сходящимся.

По заданной целевой функции F_ω , с учетом принятых ограничений, определяем область существования Q_ω искомого класса. Поиск осуществляется в предметной области первого большого периода ГК, с учетом элементного базиса источников-изотопов. Идентификация родительских хромосом осуществлялась по их генетической предрасположенности к реализации F_ω . Результаты определения Q_ω можно представить в виде совокупности четырех порождающих гомологических рядов:

$$Q_\omega = (Q_{00}, Q_{02}, Q_{20}, Q_{22}), \quad (2)$$

где:

$$Q_{00} = (CL\ 0.0y; KN\ 0.0y; TP\ 0.0y; TC\ 0.0y); \quad (3)$$

$$Q_{02} = (CL\ 0.2y; KN\ 0.2y; TP\ 0.2y; TC\ 0.2y; \\ {}^3CL\ 0.2y; {}^3KN\ 0.2y; {}^3TP\ 0.2y; {}^3TC\ 0.2y); \quad (4)$$

$$Q_{20} = ({}^2CL\ 2.0x; {}^2KN\ 2.0x; {}^2TP\ 2.0x; {}^2TC\ 2.0x); \quad (5)$$

$$Q_{22} = (CL\ 2.2y; KN\ 2.2y; TP\ 2.2y; TC\ 2.2y; \\ {}^2CL\ 2.2y; {}^2KN\ 2.2y; {}^2TP\ 2.2y; {}^2TC\ 2.2y). \quad (6)$$

Упорядоченные хромосомные наборы (3)–(6) представляют собой генетическую программу, которая определяет границы видового разнообразия исследуемого класса совмещенных ЭМ-систем. Генетически допустимое разнообразие МП ограничено набором из 24 электромагнитных хромосом. Элементный базис класса представлен 4 гомологическими рядами (12 видов) базового уровня и 3 рядами видов-близнецов (12 видов) второго и третьего уровней (табл. 1). По виду пространственной геометрии активной зоны, структурное разнообразие приводных двигателей представлено 4 геометрическими классами с цилиндрическими, коническими, тороидальными плоскими и тороидальными цилиндрическими активными поверхностями.

Таблица 1 – Отображение области существования генетически допустимых классов распределенных обмоток в структуре гомологических рядов

Подгруппа	Базовый уровень (0)				Уровень изотопов (II и III)			
	CL	KN	TP	TC	CL	KN	TP	TC
0.0y	•	•	•	•				
0.0x								
0.2y	•	•	•	•	•	•	•	•
2.0x					•	•	•	•
2.2y	•	•	•	•	•	•	•	•
2.2x								

По електромагнитним і топологічним свойствам распределенных обмоток, область существования Q_{MS} можно представить двумя подклассами:

- с распределенными обмотками поверхно-стного типа (16 видов):

$$M_{II} = (CL\ 0.2y; KN\ 0.2y; TP\ 0.2y; TC\ 0.2y; {}^3CL\ 0.2y; {}^3KN\ 0.2y; {}^3TP\ 0.2y; {}^3TC\ 0.2y; CL\ 2.2y; KN\ 2.2y; TP\ 2.2y; TC\ 2.2y; {}^2CL\ 2.2y; {}^2KN\ 2.2y; {}^2TP\ 2.2y; {}^2TC\ 2.2y); \quad (7)$$

- с распределенными кольцевыми обмотками (8 видов):

$$M_K = (CL\ 0.0y; KN\ 0.0y; TP\ 0.0y; TC\ 0.0y; {}^2CL\ 2.0x; {}^2KN\ 2.0x; {}^2TP\ 2.0x; {}^2TC\ 2.0x). \quad (8)$$

Анализ генетической предрасположенности родительских хромосом позволяет выделить структурное разнообразие распределенных обмоток с двухсторонней активной поверхностью. Такие обмотки позволяют увеличить удельную мощность

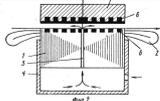
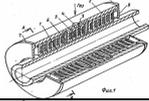
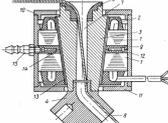
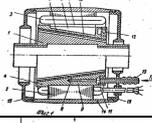
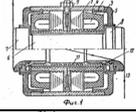
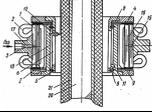
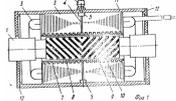
приводного двигателя за счет двухстороннего исполнения. Например, в пределах рода цилиндрических, такой вариант технической реализации обмоток возможен на основе первичных источниках поля:

$$M_{A2} = (CL\ 0.0y; {}^3CL\ 0.2y; {}^2CL\ 2.0x; {}^2CL\ 2.2y) \quad (9)$$

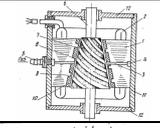
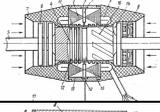
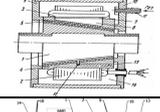
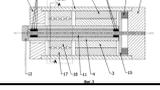
Если обмотки ${}^3CL\ 0.2y$ и ${}^2CL\ 2.2y$ предполагают наличие дуговых поверхностей, то техническая реализация обмоток $CL\ 0.0y$ и ${}^2CL\ 2.0x$ образует замкнутые эквидистантные поверхности. Гомологичные структуры обмоток с двухсторонней активной поверхностью имеют также место в родах KN , TP и TC .

Эволюционные эксперименты. Проверка достоверности синтезированных генетических программ осуществлялась путем постановки эволюционного эксперимента. Постановка эксперимента осуществлялась по методике геномно-исторического анализа [17], предусматривающего определение структурно-информационного соответствия между структурами МП, созданными в процессе технической эволюции и данными генетической программы (табл. 2).

Таблица 2 – Результаты генетического анализа известных структурных представителей класса «Мотор-подшипник» с газомангнитным подвесом ротора (фрагмент информационной базы данных)

Дата эволюционного события	Тип мотор-подшипника	Генетический код	Графическое изображение технического новшества	Источник информации
11.06.85	Линейный мотор-подшипник	$PL\ 2.2x$		А.св. СССР 1393674
03.04.86	Линейный (аксиальный)	$CL\ 2.0x$		А.св. СССР 1548546
25.03.87	Радиально-упорный	$KN\ 0.2y$		А.св. СССР 1437429
29.12.87	Радиально-упорный	$KN\ 0.2y$		А.св. СССР 15882281
12.04.88	Радиальный	$CL\ 0.2y$		А.св. СССР 1559009
08.06.88	Радиально-упорный	${}^3TP\ 0.2y$		А.св. СССР 1553577
27.03.89	Радиальный	$CL\ 0.2y$		А.св. СССР 1674310

Продолжение таблицы 2

06.04.89	Радиально-упорный	KN 0.2y		А.св. СССР 1700692
05.12.89	Радиальный	CL 0.2y		А.св. СССР 1690089
04.01.90	Радиально-упорный	KN 0.2y		А.св. СССР 1798859
11.02.10	Радиальный	CL 0.2y		Патент РФ 2449185

Результаты эволюционных экспериментов (табл. 2) подтверждают наличие структурно-информационных соответствий между исторически определенным разнообразием МП (эксперимент) и генетически допустимым разнообразием, заключенным в генетической программе (3)–(6) исследуемого класса ЭМ-систем (теория). Результаты патентно-информационного поиска содержат также необходимую исходную информацию для анализа особенностей макроэволюции и определения инновационного потенциала функционального класса МП.

Макроэволюция, в генетически организованных системах, осуществляется на видовом и надвидовом (родовом) уровнях. Модель макроэволюции (рис. 1) в координатах ГК отображает исторический процесс видообразования и его детерминированную связь с макрогенетической программой исследуемого класса [16]. Эволюционная траектория модели визуализирует временной процесс последовательного возникновения макроэволюционных событий, которые представлены первыми структурными представителями соответствующих видов совмещенных систем типа МП, в пределах их генетической программы.

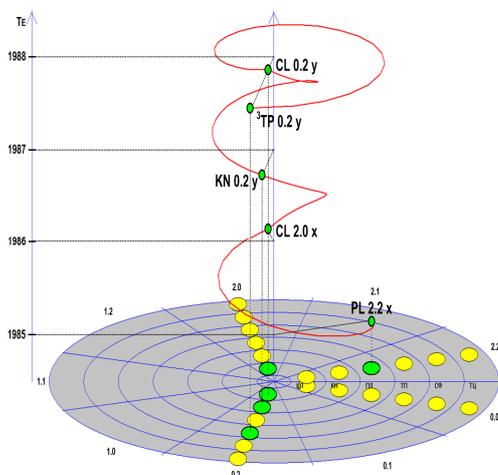


Рис. 1 – Макроэволюционная траектория процесса видообразования совмещенных ЭМ-систем типа «Мотор-подшипник» в генетических координатах элементного базиса порождающей периодической системы ($T_E = 30$ лет; $N_{SH} = 5$)

Функцию архетипа в структурной эволюции совмещенных систем МП выполнили цилиндрические электрические двигатели с внешним ротором на роликовых опорах качения, получившие название «мотор-ролик». Такая конструкция структурно и функционально совмещает внешний ротор приводного асинхронного двигателя, со стальным тонкостенным цилиндром, выполняющим функцию вращающейся опоры и шарикоподшипников. Мотор-подшипники шариковых опор исторически появились еще в 20-е годы прошлого столетия [18] и нашли практическое применение в электроприводах рольгангов, приводных узлах транспортеров, барабанов и других аналогичных устройств (рис. 2).

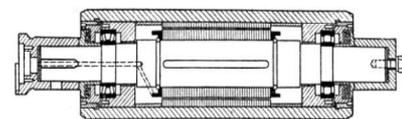


Рис. 2 – Совмещенная ЭМ-система «Мотор-ролик» [18], которая выполнила функцию архетипа в структурной эволюции современных совмещенных систем «Мотор-подшипник» с газомангнитной опорой

Дальнейший эволюционный процесс видообразования класса осуществлялся в соответствии с законом устойчивости видовых форм [16]. За относительно короткое время эволюции, в результате горизонтального переноса информации, последовательно в техническую эволюцию были введены еще 4 вида из числа генетически допустимых. На данное время эволюции, этот процесс определяется пятью эволюционными событиями, которые произошли за время эволюции T_E .

Время эволюции ($T_E = 4$ года) свидетельствует о том, что анализируемые объекты представляют собой новое поколение совмещенных ЭМ-систем, которые находятся еще на начальном этапе своей технической эволюции. Каждое эволюционное событие фиксирует генетическую информацию технического новшества, время появления первых структурных представителей (конкурентоспособных технических решений) и их структурно-информационное соответствие с элементным базисом порождающей системы. Это

позволяет определить их принадлежность к соответствующим родам, видам и гомологическим рядам ЭМПЭ.

Анализ модели макроэволюции показывает, что на данное время технической эволюции класса МП известны объекты только 5 видов, которые являются представителями 4 гомологических рядов H_i и 4 родов (геометрических классов).

$$N_H = (PL2.2x; CL2.0x; KN0.2y; CL0.2y; {}^3TP0.2y), \quad (10)$$

где:

$$(PL2.2x) \subset H_{22}; \quad (11)$$

$$(CL2.0x) \subset H_{20}; \quad (12)$$

$$(KN0.2y; CL0.2y) \subset H_{02}; \quad (13)$$

$$({}^3TP0.2y) \subset {}^*H_{02} \quad (14)$$

Исходя из закона устойчивости видовых форм, определяем количество неявных видов МП, структурные представители которых отсутствуют на данное время эволюции класса:

$$N_F = N_\Sigma - N_H = 24 - 5 = 19 \quad (15)$$

Тогда инновационный потенциал класса на видовом уровне составляет:

$$I = (N_F/N_\Sigma) 100\% = 79,17\% \quad (16)$$

Кроме объектов базового уровня, в структуре задействованных в эволюции видов МП (10), также присутствует структурный представитель вида-близнеца (${}^3TP0.2y$), что подтверждается генетическим анализом топологии активной поверхности обмотки статора приводного двигателя. Это обстоятельство указывает на необходимость определения и последующего анализа элементного базиса не только базовых видов, но и источников-изотопов, определяющих генетические программы видов-близнецов.

Выводы. Результаты сравнительного генетического анализа и результатов эволюционных экспериментов подтверждают достоверность структурно-информационного базиса генетических программ совмещенных систем класса «Мотор-подшипник».

1. По результатам макроэволюционного моделирования установлено, что анализируемый функциональный класс систем «Мотор-подшипник» представляет собой новое поколение совмещенных ЭМ-систем, время эволюции которых длится почти 100 лет.

2. Впервые определена генетическая программа функционального класса совмещенных ЭМ-систем типа «Мотор-подшипник» с газоманитным подвесом ротора, информационный базис которой определяется 24 порождающими электромагнитными хромосомами.

3. Впервые определена таксономическая структура класса, которая на данное время эволюции представлена структурными представителями 5 видов 4 родов.

4. По результатам макроэволюционного моделирования установлено, что инновационный потенци-

ал неявных видов, на данное время эволюции класса МП, составляет 79,17%.

5. По результатам генетического предвидения определены конкурентоспособные виды распределенных обмоток приводных двигателей, топология и пространственная геометрия которых позволяет получить более высокие удельные показатели мощности приводных двигателей на единицу их активного объема.

6. Достоверность разработанных генетических моделей и расшифровки генетической программы подтверждены результатами эволюционных экспериментов.

Результаты исследований представляют системную основу для создания информационного обеспечения и постановки задач направленного синтеза конкурентоспособных технических решений при создании нового поколения совмещенных электромеханических систем на газоманитных опорах.

Список литературы: 1. Шнайдер А.Г. Динамика мотор-подшипников. / А.Г. Шнайдер, И.К. Пчелин. – М.: Наука, 2007. – 277с. 2. Космынин А.В. Основы проектирования высокоскоростных шпиндельных узлов на газоманитных опорах. / А.В. Космынин, В.С. Щетинин, А.С. Хвостиков. – Комсомольск-на-Амуре: КнАГТУ, 2012. – 183с. 3. Эбелинг В. Физика процессов эволюции. / В. Эбелинг, А. Энгель, Р. Файстель. – М.: Эдиториал УРСС, 2001. – 328с. 4. Князева Е.Н. Законы эволюции и самоорганизации сложных систем / Е.Н. Князева, С.П. Курдюмов. – М.: Наука, 1994. – 236с. 5. Кудрин Б.И. Введение в технетику / Б.И. Кудрин. – 2-е изд., переработ. и доп. Томск: Изд-во Томск.гос. ун-та, 1993. – 552с. 6. Балашов Е.П. Эволюционный синтез систем / Е.П. Балашов. – М.: Радио и связь, 1985. – 328 с. 7. Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем / В.Ф. Шинкаренко. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с. 8. Шинкаренко В.Ф. Генетические программы структурной эволюции антропогенных систем (Междисциплинарный аспект) / В.Ф. Шинкаренко. – Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. – Мелітополь, 2013. – Вип. 13, том 4. – С. 11 – 20. 9. Шинкаренко В.Ф. Генетические программы структурной эволюции функциональных классов электромеханических систем. / В.Ф. Шинкаренко, В.В. Лысак // Електротехніка і електромеханіка, 2012.– №2. – С. 56 – 62. 10. Shynkarenko V. Genetic Programs of Complex Evolutionary Systems (Part 1) / V. Shynkarenko, Y. Kuznietsov // 11th Anniversary International scientific Conference «Unitech'11», 18 – 19 November 2011. – Gabrovo, Bulgaria, 2011.– Vol. I. – P. 33 – 43. 11. Шинкаренко В.Ф. Генетический анализ и систематика видов асинхронных машин поступательного движения (род плоских) / В.Ф. Шинкаренко, А.А. Августининович // Електротехніка і електромеханіка, 2003. – №4. – С. 92 – 100. 12. Шинкаренко В.Ф. Обертіві електричні машини: область існування, геноміка і таксономія класу / В.Ф. Шинкаренко // Електротехніка і електромеханіка, 2005, – №1.– С. 74 – 78. 13. Shynkarenko V. Genetic Foresight in Science and Technology: from Genetic Code to innovative Project / V. Shynkarenko // 10th Anniversary International scientific Conference «Unitech'10», 19–20 November 2010 – Gabrovo, Bulgaria, 2010. – Vol. III. – P. 297 – 302. 14. Шинкаренко В.Ф. Генетическое предвидение как системная основа в стратегии управления инновационным развитием технических систем. / В.Ф. Шинкаренко // Праці Таврійського державного агротехнічного університету. – Мелітополь, 2011. – Вип. 11, том 4. – С. 3 – 19. 15. Шинкаренко В.Ф. Теория и практика управляемой эволюции на уровне произвольных видов электромеханических преобразователей энергии / В.Ф. Шинкаренко, В.В. Котлярова // Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. – Мелітополь, 2012. – Вип. 2, том 1. – С. 3 – 14. 16. Шинкаренко В.Ф. Словник із структурної та генетичної електромеханіки / В.Ф. Шинкаренко, А.А. Шиманська – К.: НТУУ «КПІ», 2015. – 112с. 17. Shynkarenko V.F. Evolutionary Experiment Genetic Electromechanics. / V.F. Shynkarenko, I.A. Shvedchikova, V.V. Kotlyarova // 13th Anniversary International scientific Conference «Unitech'13», 22–23 November 2013. – Gabrovo, Bulgaria, 2013. –

Vol. III. – P. 289 – 294. **18. Попов В.К.** Применение электродвигателей в промышленности. Ч. 1. Теоретические основы электрического привода / В.К. Попов. – Л.: КУБУЧ, 1932. – 312с.

Bibliography (transliterated): **1.** Shnajder, A.G., and I.K. Pchelin. *Dinamika motor-podshipnikov*. Moscow, M: Nauka, 2007. Print. **2.** Kosmynin, A.V., V.S. Shhetinin, and A.S. Hvostikov. *Osnovy proektirovaniya vysokoskorostnykh shpindel'nykh uzlov na gazomagnitnykh oporah*. Komsomolsk-on-Amur: KnAGTU, 2012. Print. **3.** Jebeling, V., A. Jengel', and R. Fajstel'. *Fizika processov jevoljucii*. Moscow, M: Jeditorial URSS, 2001. Print. **4.** Knjazeva, E.N., and S.P. Kurdjumov. *Zakony jevoljucii i samoorganizacii slozhnykh sistem*. Moscow, M: Nauka, 1994. Print. **5.** Kudrin, B.I. *Vvedenie v tehetiku*. 2-e izd., pererabot. idop. Tomsk: Izd-vo Tomsk. gos. un-ta, 1993. [Print]. **6.** Balashov, E.P. *Jevoljucionnyj sintez sistem*. Moscow, M: Radio i svjaz', 1985. Print. **7.** Shynkarenko, V.F. *Osnovyteorii' evoljucii' elektromehanicnykh sistem*. Kyiv, K: Naukovadumka, 2002. Print. **8.** Shinkarenko, V.F. "Geneticheskie programmy struktornoj jevoljucii antropogennykh sistem (Mezhdisciplinarnyj aspekt)." *Praci Tavrijs'kogo derzhavnogo agrotehnologichnogo universytetu*. Melitopol, 2013, vol. 4, iss. 13. 11–20. Print. **9.** Shinkarenko, V.F., and V.V. Lysak "Geneticheskie programmy struktornoj jevoljucii funkcional'nykh klassov jelektromehanicnykh sistem." *Elektrotehnika i elektromehanika* 2 (2012): 56–62. Print. **10.** Shynkarenko, V., and Y. Kuznietsov. "Genetic Programs of Complex Evolutionary Systems (Part 1)." *11th Anniversary International scientific Conference «Unitech'11»*. Gabrovo, Bulgaria, Nov. 18–19, 2011, vol. I. 33–43. Print. **11.** Shinkarenko, V.F., and A.A. Avgustinovich. "Geneticheskij analiz i sistematika vidov

asinhronnykh mashin postupatel'nogo dvizhenija (rod ploskih)." *Elektrotehnika i elektromehanika* 4 (2003): 92–100. Print. **12.** Shynkarenko, V.F. "Obertovi elektrychni mashyny: oblast' isnuvannja, genomika i taksonomijaklasu." *Elektrotehnika i elektromehanika* 1 (2005): 74–78. [Print]. **13.** Shynkarenko, V. "Genetic Foresight in Science and Technology: from Genetic Code to innovative Project." *10th Anniversary International scientific Conference «Unitech'10»*. Gabrovo, Bulgaria, Nov. 19–20, 2010, vol. III. 297–302. Print. **14.** Shinkarenko, V.F. "Geneticheskoe predvidenie kak sistemnaja osnova v strategii upravlenija innovacionnym razvitiem tehniceskikh sistem." *Praci Tavrijs'kogo derzhavnogo agrotehnologichnogo universytetu*. Melitopol, 2011, vol. 4, iss. 11. 3–19. Print. **15.** Shinkarenko, V.F., and V.V. Kotljaro. "Teorija i praktika upravljajemoj jevoljucii na urovne proizvol'nykh vidov jelektromehanicnykh preobrazovatelej jenerгии." *Praci Tavrijs'kogo derzhavnogo agrotehnologichnogo universytetu*. Melitopol, 2012, vol. 1, iss. 2. 3–14. Print. **16.** Shynkarenko, V.F., and A.A. Shymans'ka. *Slovyk iz struktornoj ta genetychnoi' elektromehanicnykh*. Kyiv, K.: NTUU «KPI», 2015. Print. **17.** Shinkarenko, V.F., I.A. Shvedchikova, and V.V. Kotljaro. "Evolutionary Experiments in Genetic Electromechanics" *13th Anniversary International scientific Conference «Unitech'13»*. Gabrovo, Bulgaria, Nov. 22–23, 2013, vol. III. 289–294. Print. **18.** Popov, V.K. *Primenenij elektrodvigatelej v promyshlennosti. Ch. 1. Teoreticheskie osnovy jelektricheskogo privoda*. Leningrad, L.: KUBUCH, 1932. Print.

Поступила (received) 18.06.2015

«Сведения об авторах /About the Authors»

Шинкаренко Василий Федорович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», заведующий кафедры электромеханики; тел.: (044) 454-95-18; e-mail: svf46@voliacable.com.

Shynkarenko Vasil Fedorovich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Chair of the Department of Electromechanics, phone: +38 (044) 454-95-18; e-mail: svf46@voliacable.com.

Котлярова Виктория Владимировна – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», ассистент кафедры электромеханики, тел.: +38 (044) 454-95-18; e-mail: sharik_2004@ukr.net

Kotliarova Viktoriya Vladimirovna – National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Assistant of the Department of Electromechanics, phone +38(044) 454-95-18; e-mail: sharik_2004@ukr.net.

Шиманская Анна Анатольевна, кандидат технических наук Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», ассистент кафедры электромеханики, тел. +38(044) 454-95-18; e-mail: shym.anna@gmail.com

Shymanska Anna Anatolevna – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Assistant of the Department of Electromechanics, phone +38(044) 454-95-18; e-mail: shym.anna@gmail.com.

УДК 629.12-8:629.12.037

В. А. ЯРОВЕНКО, Е. И. ЗАРИЦКАЯ

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД В ПРОЕКТИРОВАНИИ ГРЕБНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОХОДОВ

Предложено проектирование гребных электрических установок электроходов осуществлять по показателям качества работы судна, как старшей системы. Разработана процедура поиска оптимальных решений при параметрической оптимизации на ранних стадиях проектирования. Проиллюстрирована эффективность предложенной процедуры на примере реального судна.

Ключевые слова: гребные электрические установки, проектирование, системный подход.

Введение. В настоящее время в мировом судостроении продолжает расти интерес к внедрению систем электродвижения на судах, где эти системы традиционно устанавливались – паромов, танкерах, газовозах, судах промыслового флота и т.п. Вместе с тем, анализ специальных литературных источников показывает, что подавляющее большинство введенных в последние годы в эксплуатацию и строящихся крупнейших круизных лайнеров также имеют электрические гребные установки (ГЭУ). Это объясняется большой вариативностью выбора режимов движения, гибкостью и маневренностью электроэнергетической установки, безопасностью, низким уровнем шума и вибрации. Заказы на постройку круизных лайнеров с электродвижением неуклонно растут.

Находит поддержку все возрастающая тенденция применения дизель-электрических установок на военных кораблях. В первую очередь это объясняется тем, что судовая энергетическая установка (СЭУ) с электродвижением способна передать в распоряжение систем оружия и на общекорабельные нужды до 87,5% установленной мощности (против 2% у обычной СЭУ), что позволяет устанавливать на кораблях энергоемкие виды вооружения: лазеры, электромагнитные пушки, системы электромагнитной защиты и т.п.

Одно из основных качеств, обусловивших причину столь высокого интереса к современным системам электродвижения – высокая маневренность судов, оборудованных гребными электрическими установками. Для рассмотренных классов судов маневренные режимы являются одними из основных режимов работы. В первую очередь, именно поведением электроходов на маневрах – наиболее тяжелых и ответственных операциях – определяются структура гребной электрической установки, ее комплектация, настройка и т.п.

При проектировании электроходов возникают дополнительные трудности, обусловлены тем, что на маневренных режимах работы продолжительности переходных процессов в электроэнергетической установке соизмеримы с продолжительностями переходных процессов в остальных составных частях всего судового пропульсивного комплекса [1]. Поэтому, традиционные допущения о постоянстве скорости движения судна на переходных режимах ГЭУ (равно как и аналогичное допущение о постоянстве частоты вращения гребных электродвигателей при анализе движения судна) приемлемы только в первом приближении. Более того, при системном принципе под-

хода к выработке тех или иных критериев (или комплексного критерия) оценки качества работы ГЭУ, должны быть в первую очередь удовлетворены требования старшей системы (судна), для обеспечения которой она – ГЭУ – предназначена [2].

В соответствии с этим, при проектировании гребных электрических установок электроходов их следует рассматривать как составные части единого судового пропульсивного комплекса, включающего в себя судовую электроэнергетическую установку, гребные винты и корпус судна. Сравнительные же оценки качества работы ГЭУ должны в первую очередь проводиться по критериям судна.

Анализ основных достижений. Анализ существующих методов анализа переходных режимов работы гребных электрических установок и проектирования судов с электродвижением выявил ряд недостатков. Наиболее значимые из них следующие.

1. Все исследования проводились применительно к конкретным типам ГЭУ, поэтому полученные результаты приемлемы только к рассматриваемым объектам, т.е. носят частный характер. Их нельзя распространять на широкий класс судов, нет возможности проведения сравнительного анализа достоинств и недостатков того или иного варианта конструкторских решений.

2. В подавляющем числе разработок под системой электродвижения (гребным электроприводом) подразумевают только электрическую часть ГЭУ без первичных двигателей и движителей [3]. Исследования переходных режимов выполнены при грубом допущении о постоянстве скорости движения судна на протяжении всего маневра (в лучшем случае – на отдельных его участках). Этим гребная установка обособляется от остальных составных частей единого судового пропульсивного комплекса, нарушается системный принцип подхода при решении задач анализа и синтеза гребных установок, исключается возможность оптимизации параметров и режимов работы электроходов по "конечному результату".

Необходим математический аппарат, позволяющий:

- проводить всесторонние исследования поведения гребных электрических установок на маневрах и оценивать качество их выполнения;
- обеспечивать системный принцип подхода к выработке рационального решения;
- осуществлять оптимальное проектирование гребных электрических установок в составе единого

© В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая, 2015

пропульсивного комплексу по конечному результату – разработке высокоэффективных судов с электродвижением.

Цель исследований. Оптимальное проектирование гребных электрических установок предполагает решение двух основных задач, объединяющих вопросы: а) "конструктивного" проектирования гребных электрических установок как составных частей пропульсивных комплексов электроходов; б) оптимально-

го управления ГЭУ. При этом сравнительные оценки качества проектирования ГЭУ должны проводиться, прежде всего, по критериям судна. Разработка стратегии поиска оптимальных решений при таком подходе и является целью настоящей работы.

Материал исследований. Электроэнергетическая установка современного электрохода представляет сложную электромеханическую систему, структурная схема которой представлена на рис. 1.

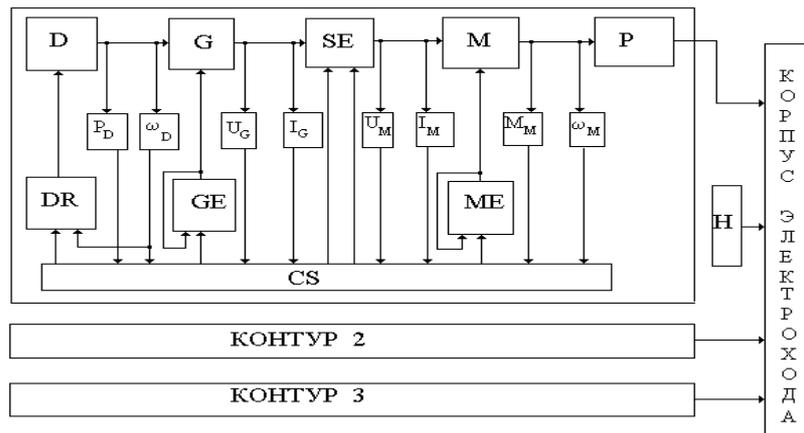


Рис. 1 – Структурная схема пропульсивного комплекса электрохода

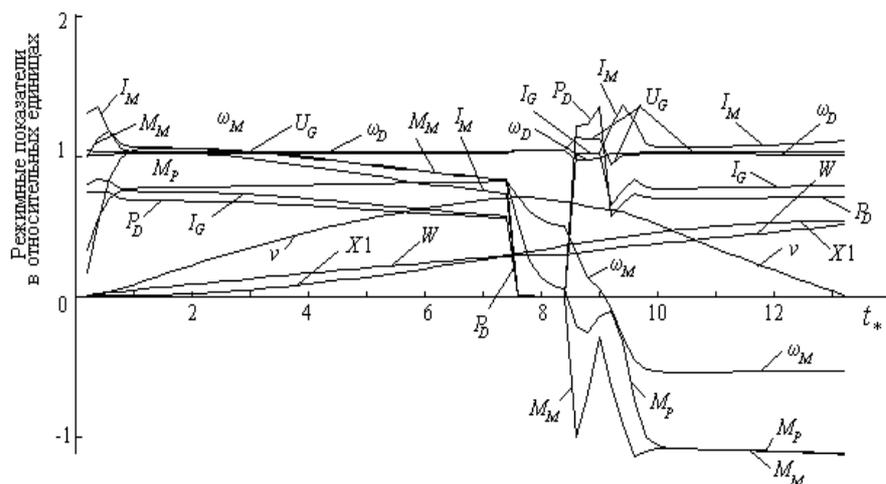


Рис. 2 – Текущие изменения режимных показателей ГЭУ

В состав каждого силового контура входят: тепловые двигатели – D , генераторы электрического тока – G , преобразователи электроэнергии – SE , гребные электродвигатели – M , регуляторы – DR , GE , ME и гребные винты – P . Кроме того, пропульсивный комплекс включает в себя руль – H и корпус судна.

На основе структурной схемы (рис.1) разработана математическая модель переходных режимов работы ГЭУ. Она приведена в работе [4]. Математическая модель представлена в относительных единицах, выявлены критерии динамического подобия – обобщенные безразмерные параметры гребной электрической установки в составе пропульсивного комплекса элек-

трохода. С ее помощью можно рассчитывать текущие значения основных режимных показателей ГЭУ и всех остальных составных частей пропульсивного комплекса на маневрах. (Характерными маневрами, по показателям качества выполнения которых можно судить о маневренных свойствах электрохода, традиционно считаются разгон, торможение, реверс, выход на циркуляцию).

В качестве примера, на рис. 2 приведены текущие (в относительных единицах) значения основных режимных показателей ГЭУ в пропульсивном комплексе электрохода по ходу выполнения маневра: "разгон электрохода до относительного значения скорости

движения $v_* = 0,7$ – реверс гребной электрической установки до остановки судна". Кривые приведены в безразмерном времени $t_* = v_0 t / L$. (Здесь: v_0 – скорость движения судна в установившемся базовом режиме работы, t – текущее время, L – длина судна). В качестве прототипа расчета выбран портовый дизель электрический ледокол с заменой его ГЭУ, выполненной по системе переменного-постоянного тока, на ГЭУ с частотно-управляемыми электродвигателями. В настоящей работе этому электроходу дано условное название "Прототип".

Основные характеристики судна: длина 56,3 м; ширина 16 м; осадка 4,2 м; водоизмещение 1763 т; мощность главных двигателей 2500 кВт; максимальная скорость движения 13 узлов.

В состав судовой энергетической установки входят:

- два дизель-генераторных агрегата типа ДГР 1000 / 750, каждый из которых содержит дизель 10Д 20,7 / 2 x 25,4 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 (ГЭД), имеющих следующие основные параметры: мощность 1000 кВт; ток 1100 А; коэффициент мощности 0,835; вращающий момент 10670 Нм; угловая скорость вращения $93,67 \text{ c}^{-1}$.

Здесь: ω_D , M_D и P_D – угловая скорость вращения, вращающий момент и мощность первичных двигателей; W – относительные затраты энергии на выполнение маневра; U_G и I_G – напряжение и ток генераторов; U_M и I_M – напряжение и ток гребных электродвигателей (асинхронных ГЭД); M_M и ω_M вращающий момент и угловая скорость вращения ГЭД; M_P и P_P – момент сопротивления и упор гребных винтов; v – скорость движения судна.

На рис. 2, рис. 3, и ниже, при оценке качества маневрирования, все режимные показатели приведены в относительных единицах. Общепринятые индексы "*" при этом для облегчения восприятия информации опущены.

Возможность рассчитать текущие значения режимных показателей и проанализировать маневренные свойства электроходов безусловно представляет большой интерес. Однако для решения задач проектирования ГЭУ конкретных электроходов с наперед заданными их маневренными свойствами, куда большую ценность представляют сведения об отдельных, наиболее важных показателях качества выполнения маневров. Эта информация особенно нужна на ранних стадиях проектирования для сравнения различных вариантов конструкторских решений.

Анализ результатов многочисленных расчетов и существующая практика проектирования и эксплуатации судов с электродвижением [5] дают основания предложить для оценки их маневренных свойств ряд показателей. Это показатели, характеризующие безопасность маневрирования, экономические показатели

и показатели качества работы составных частей гребной электрической установки:

- продолжительность выполнения маневра t_{man} ;
- пройденный электроходом путь при маневрировании X_{man} ;
- относительные затраты энергии на выполнение маневра W_{man} ;
- электромагнитные потери в гребных электродвигателях P_{em} ;
- отклонение (от установившегося значения) угловой скорости вращения первичных двигателей

$$\Delta \omega_D = \frac{\omega_{Dmax} - \omega_{Dmin}}{\omega_{Ds}};$$

- максимальная мощность первичных двигателей

$$P_{Dm} = P_{Dmax} / P_{Ds};$$

- броски тока генераторов при разгоне $(I_G)_{fm}$ и при реверсе $(I_G)_{revm}$

$$(I_G)_{fm} = (I_G)_{fmax} / (I_G)_{fs}, \quad (I_G)_{revm} = (I_G)_{revmax} / (I_G)_{revs};$$

- установившиеся значения тока генераторов при разгоне $(I_G)_{fs}$ и при реверсе $(I_G)_{revs}$;

- колебания напряжения на выходе генераторов

ΔU_G

$$\Delta U_G = \frac{U_{Gmax} - U_{Gmin}}{U_{Gs}}$$

- продолжительности разгона t_{Mf} и реверса t_{Mrev} ГЭД;

- броски тока ГЭД при разгоне $(I_M)_{fm}$ и при реверсе $(I_M)_{revm}$

$$(I_M)_{fm} = (I_M)_{fmax} / (I_M)_{fs}, \quad (I_M)_{revm} = (I_M)_{revmax} / (I_M)_{revs};$$

- броски вращающего момента ГЭД при разгоне $(M_M)_{fmax}$ и при реверсе $(M_M)_{revm}$

$$(M_M)_{fm} = (M_M)_{fmax} / (M_M)_{fs}, \quad (M_M)_{revm} = (M_M)_{revmax} / (M_M)_{revs};$$

- установившиеся значения вращающего момента ГЭД при разгоне $(M_M)_{fs}$ и при реверсе $(M_M)_{revs}$;

- установившиеся значения угловой скорости вращения ГЭД при разгоне $(\omega_M)_{fs}$ и при реверсе $(\omega_M)_{revs}$;

- продолжительности протекания переходных процессов в электроэнергетической установке при разгоне $(t_{SEP})_f$ и при реверсе $(t_{SEP})_{rev}$;

- продолжительность разгона электрохода t_{manf} ;

- продолжительность реверса ГЭД t_{Mrev} ;

- максимальная скорость судна к концу разгона $v_{max,fs}$

- пройденный электроходом путь по окончанию разгона $(X1)_{manf}$ и пройденный путь по окончанию торможения $(X1)_{manrev}$.

Совокупность перечисленных показателей, можно полагать, в достаточной степени охватывает каждую составную часть гребной электрической установки электрохода (и весь пропульсивный комплекс в целом) и обладает необходимой достаточностью для того, чтобы оценить нагрузки на элементы ГЭУ при работе электроходов на маневрах.

В соответствии с поставленной целью, комплексная оценка качества проектирования гребных электрических установок предполагает проведение многокритериальной оптимизации. По своей постановке эти задачи относятся к области нелинейного программирования и заключаются в отыскании экстремумов мультимодальных (как это показали серии предварительных расчетов) целевых функций $f(x)$ при заданных ограничениях $g_j(x)$ в виде неравенств

$$\left. \begin{array}{l} f(x), \quad x \in E^n; \\ g(x) \geq 0, \quad j = 1, \dots, p, \end{array} \right\} \quad (1)$$

где E^n – допустимая область n -мерного пространства.

Оптимальным решением являются пара x^* и $f(x^*)$, состоящая из оптимальной точки $x^* = [x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*]$ и соответствующего ей значения целевой функции $f(x^*)$

$$\left. \begin{array}{l} x^* = [x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*] \\ f_* = f(x^*) \end{array} \right\} \quad (2)$$

Известно, что для решения реальных практических оптимизационных задач, существующие классические методы оптимизации, как правило, не подходят. Нужны специальные методы, учитывающие специфику и характер целевых функций. В работе [6] разработан специальный метод оптимизации применительно к рассматриваемому классу задач. В основу разработанного алгоритма глобальной оптимизации заложен метод глобального случайного поиска – случайный мультистарт. Для предотвращения повторных спусков к точкам локальных минимумов в алгоритм глобальной оптимизации введена комбинация одного из пассивных методов покрытий (метода случайной сетки) с модифицированным методом туннельного алгоритма.

При разработке методов поиска локальных минимумов (внутренних процедур глобальной оптимизации) было учтено, что целевые функции имеют явно выраженный овражный характер. Исходя из этого, алгоритмы поиска локальных оптимумов создавались на базе комбинации методов локального спуска и способов овражного поиска.

Выбор методов локального спуска осуществлялся исходя из условия, что получение производных рассматриваемых целевых функций невозможно. Наиболее эффективными для решения подобных задач оказались методы Пауэлла и Нелдера-Мида.

Овражный поиск локального оптимума осуществлялся следующим образом. Организовывались два локальных спуска из близ лежащих начальных точек. Из каждой точки осуществлялись поиски промежуточных локальных минимумов $f_1^*(x_1^*)$ и $f_2^*(x_2^*)$. Затем находилось новое направление $s^{0(*)}$, проведенное из x_1^* в x_2^* (или наоборот, в зависимости от того, который из найденных промежуточных минимумов $f_1^*(x_1^*)$ или $f_2^*(x_2^*)$ больше), и вдоль него отыскивалось минимальное значение функции $f_{opt.loc}(x^*)$, которое и являлось локальным оптимумом.

Для решения задач минимизации целевой функции вида (1) с ограничениями в виде (2) используемые методы оптимизации сочетались с методом штрафных функций, что позволило свести задачу нелинейного программирования с ограничениями к эквивалентной последовательности задач без ограничений.

В общем случае такое преобразование осуществляется при помощи специальным образом сформированных [6] штрафных функций.

В целевые функции оптимизационных процессов $J = \sum_j m_j J_j$ входят основные показатели качества

выполнения маневров J_j со своими весовыми вкладками m_j . При этом возникает ряд существенных проблем. Одна из них связана с экспертными оценками весовых вкладок и масштабированием показателей качества. Вторая проблема обусловлена большим количеством критериев, которые входят в целевые функции, что усложняет организацию самих вычислительных процедур и многократно увеличивает количество расчетов. Облегчить задачу, не ухудшив существенно результат ее решения, можно разделив показатели качества на две группы:

- старшую, характеризующие маневренные свойства электроходов, их экономичность и т.п. (т.е., характеризующие сам электроход, как систему более высокого уровня);

- младшую, характеризующую основные показатели качества работы гребной электрической установки электрохода на маневрах.

В соответствии с системным подходом, оптимизация должна проводиться сначала по показателям старшей группы, а затем, придерживаясь принципов "неухудшения" с учетом заданного допуска показателей старшей группы [7], по показателям младшей группы. К критериям старшей группы целесообразно отнести: продолжительность маневра – t_{man} , затраты энергии на его выполнение – W_{man} ; выбег судна – X_{man} . К показателям младшей группы относятся перечисленные выше показатели ГЭУ. Из второй группы показателей целесообразно (с учетом того, что ГЭУ работает в составе всей судовой электроэнергетической установки) выделить: продолжительность реверса гребных электродвигателей – t_{rev} ; электромагнитные потери в (ГЭД) – P_{em} ; продолжительность переходных процессов в СЭУ – $(t_{SEP})_{rev}$; максимальную мощность первичных двигателей – P_{Dm} ; отклонение скорости вращения первичных двигателей от установившегося режима – $\Delta\omega_D$.

На начальных этапах проектирования ГЭУ объем технической информации весьма ограничен. Отсутствует также информация и о большинстве параметров остальных составных частей пропульсивного комплекса, и о влиянии внешней среды. Для преодоления трудностей, связанные с многомерностью области оптимизируемого пространства E^n , были проведены серии расчетов [5] по одному из методов отсеивающих экспериментов. В результате удалось выявить те параметры, вклады которых в перечисленные показатели качества наиболее значимы. Это – обобщенные безразмерные параметры (критерии динамического

подобия) ГЭУ в составе пропульсивного комплекса электрохода:

$$C_{G7} = \frac{K_{GE} W_{GV}}{E_{G0}} \omega_{D0} I_{GV0};$$

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

$$C_{G10} = \frac{U_{G0}}{E_{G0}}; \quad C_{M17} = \frac{b_M^2}{(r'_{2M})^2};$$

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

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

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

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

$$N_D = \frac{M_{D0} L}{J_D \omega_{D0} v_0},$$

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 ω_{Msn} – угловые скорости вращения двигателя и магнитного поля статора при номинальной частоте; β_{M0} – абсолютное скольжение ротора ГЭД;

α_0 – относительная частота питающего ГЭД напряжения;

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 и λ_{11} – масса судна и присоединенные массы воды вдоль его продольной оси;

P_{e0} – полезный суммарный упор гребных винтов;

L – длина судна;

M_{M0} и M_{D0} – вращающий момент ГЭД и первичного двигателя;

J_M и J_D – приведенные к валу ГЭД и к валу первичного двигателя моменты инерции вращающихся частей; (индекс "0" относится к базовому режиму, соответствующему движению судна по спокойной глубокой воде с номинальной мощностью двигателей);

c_{DR} – статизм регуляторных характеристик первичных двигателей;

$k2$ – коэффициент, характеризующий скорость изменения напряжения гребных электродвигателей при торможении.

Вклады (в процентах) этих параметров в перечисленные показатели качества приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Вклады (в %) значимых безразмерных параметров в показатели качества маневрирования

Безразмерные параметры	Показатели качества маневрирования						
	t_{man}	W_{man}	X_{man}	$\Delta\omega_D$	P_{Dm}	t_{Mrev}	$(t_{SEP})_{rev}$
N_X	38,4	26,6	29	–	–	14,7	13,4
C_{M16}	28,7	10,7	26,3	13,8	27,6	22,5	18,7
C_{M20}	12,9	11,3	21,5	–	13,6	17,5	7,4
C_{M18}	5,9	6,3	–	–	–	–	–
C_{M23}	3,3	C_{M17}	19,3	–	17,8	–	–
C_{M17}	C_{M17}	16,5	–	14	15,3	–	7,4
C_{G7}	2,5	–	–	–	20,5	29,8	7,4
C_{M21}	–	1,7	–	–	–	–	–
N_M	–	–	3,5	–	–	–	–
N_D	–	–	–	26	–	–	9,3
c_{DP}	–	–	–	25,4	–	–	–
C_{G8}	–	–	–	13,3	–	10,6	–
C_{G10}	–	–	–	6,3	–	–	–
$k2$	–	–	–	–	–	–	34,4

Именно эти безразмерные параметры гребной электрической установки, работающей в составе единого судового пропульсивного комплекса, и подлежат параметрической оптимизации.

Результаты исследований. В качестве примера использования рассмотренного выше подхода к параметрической оптимизации ГЭУ, ниже приведены результаты оптимизационных расчетов для выбранного выше электрохода "Прототип".

На первом этапе оптимизация параметров гребной электрической установки проводилась по показателям качества старшей группы. Критериями оптимальности выбраны продолжительность маневра t_{man} и затраты энергии на его выполнение W_{man} со своими весовыми коэффициентами, соответственно m_t и m_W .

На втором этапе проводилось уточнение значений оптимизированных параметров уже по показателям младшей группы. Такая оптимизация, осуществленная с учетом "неухудшения" с заданным допуском показателей старшей группы, дает возможность, с одной стороны – улучшить показатели функционирования судовой электроэнергетической установки, с другой – не ухудшить (существенно) показатели качества старшей группы. Критериями оптимальности на втором этапе оптимизации выбраны продолжительность реверса ГЭД t_{Mrev} , максимальная мощность первичных двигателей P_{Dm} и отклонение скорости вращения первичных двигателей от установившегося режима $\Delta\omega_D$, со своими весовыми коэффициентами, соответственно m_{t1} , m_P и m_ω .

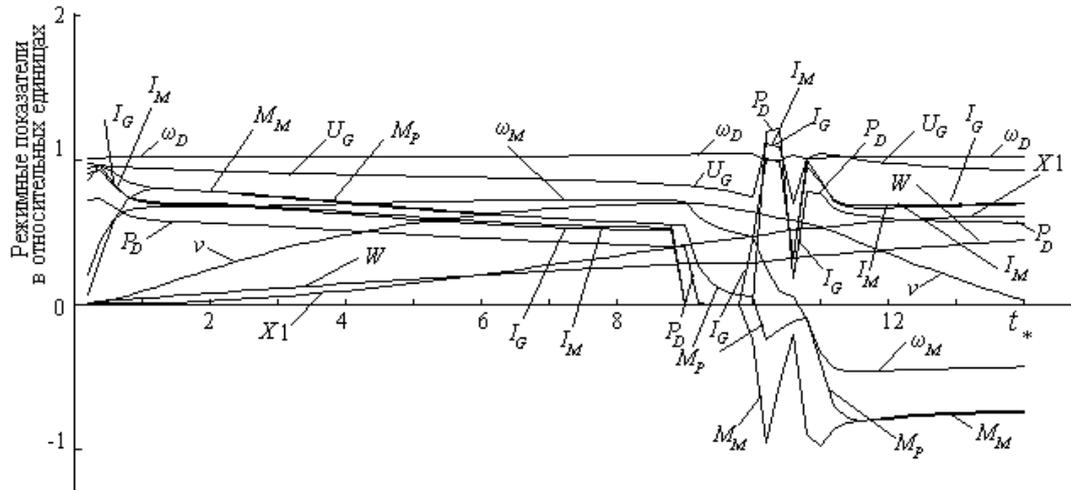


Рис. 3 – Текущие изменения режимных показателей оптимизированной ГЭУ

В процессе оптимизационных расчетов имеют место определенные трудности, связанные с назначением численных значений весовых коэффициентов. Соотношения между этими коэффициентами в каждом конкретном случае определяются целями оптимизации. Ниже приведены результаты параметрической оптимизации при соотношении вкладов $m_t = 0$ и $m_W = 1$ на первом ее этапе и $m_{t1} = 0$, $m_P = 0,25$, $m_{\omega} = 0,75$ на втором этапе. Такое соотношение продиктовано целью – минимум затрат энергии (топлива) на выполнение маневра и стабилизация угловой скорости вращения первичных двигателей. Оптимальные значения параметров приведены в соответствующей графе табл. 2.

Таблица 2 – Результаты параметрической оптимизации

Параметр	N_D	c_{DR}	C_{G7}	C_{G8}	N_X
"Прототип"	1,93 7	1,04	1,45	0,60 8	0,13 2
Оптимизированный вариант	3,5	1,03	1,81	1,1	0,2
Параметр	C_{M17}	C_{M18}	C_{M20}	C_{M23}	C_{M16}
"Прототип"	1,01 6	40,21	0,895	0,23 3	14,1 3
Оптимизированный вариант	0,5	5	0,9	1,6	8,1

Параметры C_{G10} , C_{M21} , N_M , и $k2$ для сформированных выше целевых функций оказались незначимо влияющими. Результаты расчетов текущих значений режимных показателей уже оптимизированной ГЭУ в составе пропульсивного комплекса показаны на рис. 3.

Анализ численных значений основных показателей качества выполнения маневров (критериев, по которым строились целевые функции) показал следующее.

- затраты энергии на маневрирование уменьшились на 13%;
- продолжительность выполнения маневра возросла на 6%;

- отклонения частоты вращения первичных двигателей генераторных агрегатов снизились с 0,07 до 0,0466 о.е., т.е. на 33%;

- нагрузки на первичные двигатели генераторных агрегатов при реверсе уменьшились на 10%;

- продолжительность реверса гребных электродвигателей возросла на 3%.

Как видно, три показателя качества (затраты энергии на выполнение маневра; нагрузки на тепловые двигатели, отклонения частоты вращения) улучшились, а два (продолжительность выполнения маневра и продолжительность реверса ГЭД) ухудшились. Этот результат полностью соответствует поставленной оптимизационной задаче. Эффективность (в соответствии со сформированными целевыми функциями) работы электрохода в результате оптимизации существенно повысилась. Одновременно с этим, как видно из сравнения рис. 2 и рис. 3, у комплекса с оптимально спроектированной гребной электрической установкой переходные процессы протекают существенно "мягче".

Выводы.

1. Системный подход к вопросам проектирования гребных электрических установок судов с электродвижением открывает пути повышения эффективности работы электроходов на маневрах. Появляются возможности уже на самых ранних этапах проектирования прогнозировать маневренные свойства проектируемых электроходов и находить способы их улучшения.

2. Предложен метод поиска оптимальных решений, позволяющий решать задачи параметрической оптимизации гребных электрических установок, как составных частей судовых электромеханических систем.

3. Процедуру параметрической оптимизации целесообразно проводить в два этапа: сначала по показателям качества электрохода, как старшей системы, а затем по показателям ГЭУ.

Список литературы: 1. *Небеснов В. И.* Вопросы совместной работы двигателей винтов и корпуса судна. / В.И. Небеснов – Л.: Судостроение, 1965. – 247с. 2. *Флацбаум Д. И.* Методы выбора варианта судовых ЭЭС на основании комплексных технико-экономических

оценок / Д. И. Флацбаум // Судостроительная промышленность. Сер. Судовая электротехника и связь. – 1989. – Вып.10. – С. 3 – 11.
3. Горбунов Б.А. Современные и перспективные гребные электрические установки судов / Б.А. Горбунов, А.С. Савин В.В., В.В. Сержантов – Л. : Судостроение, 1979. – 180с.
4. Яровенко В. А. Математическая модель переходных режимов работы силовых установок электроходов / В. А. Яровенко // Зб. наук. пр. УДМТУ. – Миколаїв : УДМТУ, 1999. – №4 (364). – С. 44 – 54.
5. Яровенко В. А. Влияние параметров пропульсивных комплексов на показатели качества работы силовых установок электроходов на маневрах / В. А. Яровенко // Зб. наук. пр. УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 1999. – №3 (363). – С. 79 – 87. 6. Яровенко В. А. Методы поиска оптимальных решений при проектировании энергетических установок электроходов / В. А. Яровенко // Зб. наук. пр. УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2000. – №1 (367). – С. 29 – 36. 7. Батищев Д. И. Методы оптимального проектирования / Д. И. Батищев – М.: Радио и связь, 1984. – 248с.

1965. Print. 2. Flacbaum, D.I. "Metody vybora varianta sudovyh JES na osnovanii kompleksnyh tehniko-jekonomicheskikh ocenok." *Sudostroitel'naja promyshlennost' Ser.: Sudovaja jelectrotehnika i svjaz'* (1989): 3–11. Print. 3. Gorbunov, B. A., A. S. Savin and V. V. Serzhantov. "Sovremennye i perspektivnye grebnye jelectricheskie ustanovki sudov." Leningrad. Sudostroenie, 1979. 4. Jarovenko, V. A. "Matematicheskaja model' perehodnyh rezhimov raboty silovyh ustanovok jelectrohodov." *Zb. nauk. pr. UDMTU. Mykolayiv: UDMTU.* No 4 (364). 1999. 44–54. Print. 5. Jarovenko, V.A. "Vlijanie parametrov propul'sivnyh kompleksov na pokazateli kachestva raboty silovyh ustanovok jelectrohodov na manevrah." *Zb. nauk. pr. UDMTU. Mykolayiv: UDMTU.* No 3 (363). 1999. 79 – 87. Print. 6. Jarovenko, V. A. "Metody poiska optimal'nyh reshenij pri proektirovanii jenergeticheskikh ustanovok jelectrohodov." *Zb. nauk. pr. UDMTU. Mykolayiv: UDMTU.* No 1 (367). 2000. 29 – 36. Print. 7. Batishev, D. I. *Metody optimal'nogo proektirovanija.* Moskva. Radio i svjaz', 1984. Print.

Bibliography (transliterated): 1. Nebesnov, V. I. "Voprosy sovmestnoj raboty dvigatelej vintov i korpusa sudna." Lenindrad: Sudostroenie,

Поступила (received) 24 .04.2015

«Сведения об авторах / About the Authors»

Яровенко Владимир Алексеевич – доктор технических наук, профессор, Одесский национальный морской университет, заведующий кафедры электротехники и электрооборудования судов, тел.: +38(044) 454-95-18; e-mail: svf46@voliacable.com.

Jarovenko Vladimir Alekseevich – Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Odessa National Maritime University, Chair of the Department of Electrical Engineering and Electrical Ships, phone +38(044) 454-95-18; e-mail: svf46@voliacable.com.

Зарицкая Елена Игоревна – кандидат технических наук, Одесский национальный морской университет, старший преподаватель кафедры электротехники и электрооборудования судов; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

Zarickaya Elena Igorevna – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Odessa National Maritime University, Senior Lecturer of the Department of Electrical Engineering and Electrical Ships; e-mail: zarickayalena74@mail.ru

РЕФЕРАТИ

УДК 621.313

Чисельні розрахунки магнітних полів в торцевій зоні турбогенераторів / В. І. Мілих, Н. В. Полякова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Х. : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 3–11. – Бібліогр.: 27 назв. – ISSN 2409-9295.

Проведений оглядовий аналіз, показані принципи і приклади чисельних розрахунків магнітних полів в торцевій зоні турбогенераторів. Наводяться основні положення розроблених методів, заснованих на плоско-меридіанній і плоско-ортогональній розрахункових моделях. Вони поєднують взаємозв'язані магнітні поля в поперечному і подовжньому перерізах електричних машин. При розрахунках враховуються реалістична геометрична структура активних елементів кінцевих частин і насичення осердь цих машин і турбогенераторів, зокрема.

Ключові слова: турбогенератор, торцева зона, магнітні поля, чисельні розрахунки, розрахункові моделі, граничні умови, методи розрахунку, режими збудження.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

Оптимізаційний підхід до вибору типу високошвидкісного лінійного електромеханічного перетворювача ударної дії / В. Ф. Болюх, С. В. Олексенко, І. С. Щукін // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 12–19. – Бібліогр.: 22 назв. – ISSN 2409-9295.

Розроблено комп'ютерні моделі лінійних електромеханічних перетворювачів індукційно-динамічного, електродинамічного та електромагнітного типів. Для перетворювачів, які забезпечують найбільшу швидкість на ділянці робочого ходу з використанням вихідних параметрів, обмежень і вектора варійованих параметрів, отримані геометричні параметри. Показано особливості електромеханічних характеристик і магнітних полів отриманих перетворювачів. Для оцінки ефективності лінійних електромеханічних перетворювачів введений інтегральний показник, що враховує швидкісні і силові показники, ККД, магнітні поля розсіювання і максимальну величину струму індуктора. Встановлено, що практично для всіх стратегій вибору найбільш ефективним електродинамічний перетворювач, а найменш ефективним є електромагнітний перетворювач.

Ключові слова: лінійний електромеханічний перетворювач ударної дії, індукційно-динамічний перетворювач, електромагнітний перетворювач, електродинамічний перетворювач.

УДК 621.313.333

Діагностика коротких замикань в обмотці збудження явнопольної синхронної машини на основі аналізу вібробуджуючих сил / Ю. М. Васильовський, О. А. Гераскін // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 20–26. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

За допомогою математичного моделювання було виявлено та проаналізовано діагностичні ознаки, що виникають в спектрах вібробуджуючих сил при короткому замиканні витків обмотки збудження синхронного генератора. Встановлено, що основною діагностичною ознакою, яка може використовуватися в системі вібраційної діагностики і свідчити про наявність зазначеного uszkodження, є поява в спектрі вібробуджуючих сил гармоніки, частота якої кратна частоті обертання ротора. Досліджені діагностичні ознаки можна використовувати в системах вібраційного контролю та діагностики технічного стану потужних синхронних генераторів для виявлення коротких замикань в обмотці збудження.

Ключові слова: вібрація, спектр, діагностика, синхронний генератор, обмотка збудження.

УДК 621.313.33

Схема заміщення коаксіально - лінійного двигуна з аксіальним та радіальним вектором намагнічування постійних магнітів / Г. М. Голенков, Аббасян Мохсен // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 27–31. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Представлені конструктивні рішення коаксіально – лінійного двигуна з аксіальним та радіальним вектором намагнічування постійних магнітів та його модель у вигляді електричної схеми заміщення. Проведено порівняльний аналіз векторних діаграм напруг та струмів при резонансній, а також до та після резонансної частоти. Запропоновані електричні схеми заміщення та векторні діаграми дозволяють характеризувати енергетичні параметри та робочі характеристики цих двигунів при різних частотах роботи вібраційних систем.

Ключові слова: схема заміщення, векторна діаграма, коаксіально – лінійний двигун з аксіальним та радіальним вектором намагнічування постійних магнітів, вібраційна система.

УДК 621.313.17

Вплив висоти паза статора на характеристики електричних машин з постійними магнітами / В. В. Гребеніков, М. В. Приймак // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 32–36. – Бібліогр.: 6 назв. – ISSN 2409-9295.

У статті наведено результати чисельного дослідження впливу висоти пазів статора на характеристики електричних машин з постійними магнітами. Показано, що при незмінних розмірах ротора за рахунок збільшення висоти пазів статора можна істотно збільшити значення електромагнітного моменту і потужності в генераторному режимі. Знайдений оптимум висоти пазів статора, при якому питомий показник по моменту на одиницю активної маси буде максимальним.

Ключові слова: постійні магніти, висота паза статора, електромагнітний момент, генераторний режим.

УДК 681.3:519.711.3:517.958:621.313

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». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 37–44. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

На основі віссиметричної інтегро-диференційної математичної моделі коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами розроблено алгоритм сумісного чисельного розв'язку нестационарної електромеханічної задачі з розрахунку вихрових струмів в масивних провідниках, його динамічних та енергетичних характеристик.

Ключові слова: коаксіально-лінійний двигун, постійні магніти, нестационарний процес, метод інтегральних рівнянь, вихрові струми

УДК 621.313

Практична реалізація об'єктно-орієнтованого проектування шнекового електродвигуна з масивним ротором / М. М. Заблодський, В. Є. Плюгін // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 45–51. – Бібліогр.: 14 назв. – ISSN 2409-9295.

У статті розглянута конструкція і наведена докладна методика проектування електродвигуна шнекового типу з масивним ротором, призначеного для нагрівання, перемішування і транспортування силових матеріалів, із застосуванням принципів об'єктно-орієнтованого проектування. Наведено результати практичних розрахунків за розглянутою методикою в розробленій авторами комп'ютерній програмі.

Ключові слова: електродвигун, шнек, масивний ротор, проектування, об'єктно-орієнтований, методика, програма.

УДК 621.313.332

Вдосконалення алгоритмів керування та дослідження динамічних процесів асинхронних генераторів працюючої на мережу постійного струму вітроелектричної станції / Л. І. Мазуренко, О. В. Джура, В. І. Романенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 52–61. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Наведено вдосконалені алгоритми керування ведучим та веденим асинхронними генераторами з вентиляним збудженням вітроелектричної станції, яка працює на мережу постійного струму. Розглянуто результати моделювання електромеханічних процесів в генеруючих установках станції та визначено напрямки подальших досліджень. Проведені дослідження довели можливість стійкої і енергоефективної роботи станції в разі застосування запропонованих алгоритмів керування вентиляними перетворювачами генераторів.

Ключові слова: асинхронний генератор, мережа, діапазон частот, алгоритм керування.

УДК 621.316.91

До процесу збудження асинхронних генераторів / В. С. Марков, І. В. Поляков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 62–66. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Стаття присвячена проблемі збудження асинхронних генераторів. Розглядається традиційний підхід до процесу самозбудження та, самозбудження, як автоколивальний процес у системі асинхронний двигун – конденсатор, що дозволяє зменшити потужність збудження або ємність конденсаторів збудження. Розглядається вплив взаємної індуктивності обмоток статора та ротора на процес самозбудження.

Ключові слова: асинхронний генератор, збудження асинхронного генератора, автоколивання в системі асинхронний генератор – конденсатор.

УДК 621.3+539.213:537.623

Розподіл магнітного поля та розрахунок основних параметрів магнітопроводів з аморфного сплаву / Т. П. Павленко, М. Г. Пантелєв, В. Е. Плюгин, М. Н. Токар // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2014. – № 5 (1114). – С. 67-71. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

У статті наведено аналіз існуючих технічних рішень, що сприяють підвищенню ефективності роботи електромагнітних систем електричних апаратів за рахунок використання в їх магнітопроводах аморфного сплаву. В результаті аналізу і проведених попередніх досліджень, розроблено модель розрахунку параметрів магнітопроводу електромагнітної системи максимального струму розчіплювача автоматичного вимикача серії ВА, збудована його розрахункова схема і картина розподілу магнітного поля. Наведені результати показали переваги аморфних сплавів порівняно з електротехнічними сталлями. Можливість їх застосування дозволяє поліпшити характеристики швидкодії спрацьовування електромагнітних систем електричних апаратів.

Ключові слова: сердечник, магнітопровід, аморфний сплав, електромагнітна система, автоматичний вимикач, електричний апарат.

УДК 621.313.333.2

Параметрична оптимізація регульованого асинхронного двигуна для текстильної промисловості / В. С. Петрушин, Р. М. Єноктаєв // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 72–75. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Визначено еквівалентний навантажувальний момент на валу двигуна приводу ткацького верстата з урахуванням циклограми і тахограми навантаження, а також теплової навантажувальної здатності. При трьох діапазонних критеріях виконано автоматизовану оптимізаційне проектування регульованих асинхронних двигунів і знайдені значення варіюваних параметрів двигунів, що залежать від обраного критерію. Обґрунтовано використання модифікованого критерію приведених витрат. Виконано перевірку теплового стану двигунів в динамічних режимах з урахуванням тахограми навантаження.

Ключові слова: регульований асинхронний двигун, циклограма навантаження, тахограма навантаження, еквівалентний навантажувальний момент, проектні діапазонні критерії, варіювані змінні, оптимізаційне проектування, тепловий стан.

УДК 621.313

Енергетичні показники торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим феромагнітним ротором та компенсованою обмоткою / А. П. Ращепкін, Р. С. Кришук // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 76–84. – Бібліогр.: 16 назв. – ISSN 2409-9295.

У статті представлено аналітичний метод розрахунку магнітного поля торцевого дугостаторного асинхронного двигуна (ТДАД) з компенсованою одношаровою обмоткою. Обґрунтовано необхідність застосування компенсованої обмотки для ТДАД. Представлено розрахунок енергетичних показників та магнітних сил, що діють на дисковий ротор, при несиметричному розміщенні дискового ротора в зазорі. Дано спосіб регулювання швидкості ТДАД для використання на кульових барабанних млинах. На основі розрахунку виконано аналіз щодо доцільності використання феромагнітного дискового ротора. Показано залежності енергетичних параметрів двигуна від фізичних параметрів дискового ротора.

Ключові слова: енергетичні характеристики, магнітні сили, торцевий дугостаторний асинхронний двигун.

УДК 621.313.333

Асинхронні двигуни з секціонованими внутрішніми і зовнішніми роторами для привода газових і рідинних нагнетувачів / А. А. Ставинський, О. О. Пальчиков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 85–90. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

На основі методу безрозмірних показників технічного рівня з відносними геометричними керованими змінними отримано аналітичні залежності визначення оптимальних геометричних співвідношень за критеріями мінімуму маси, вартості та втрат електромагнітної системи асинхронних короткозамкнених двигунів з секціонованими внутрішніми і зовнішніми роторами згідного та зустрічного обертання і виконано порівняльний аналіз за вказаними показниками таких двигунів з традиційним і оберненим аналогами.

Ключові слова: згідне і зустрічне обертання, асинхронний короткозамкнений двигун, секціонований ротор, показники технічного рівня.

УДК 621.314

Порівняльний аналіз масовартісних показників однофазних стрижневих електромагнітних систем з круговими і восьмигранними утворюючими контурами / Р. А. Ставинський, О. М. Циганов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 91–95. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

На основі отриманих аналітичних залежностей визначені оптимальні геометричні співвідношення за критеріями мінімуму маси і вартості активної частини, та виконано порівняльний аналіз масовартісних показників однофазних стрижневих електромагнітних систем з круговими і восьмигранними утворюючими контурами.

Ключові слова: Трансформатор, магнітопровід, твірні контури, оптимізація.

УДК 621.313

Визначення і аналіз генетичних програм суміщених електромеханічних систем типу «Мотор-підшипник» з газоманітним підвісом / В. Ф. Шинкаренко, В. В. Котлярова, А. А. Шиманська // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 96–101. – Бібліогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.

На прикладі функціонального класу суміщених систем типу «Мотор-підшипник» показано, що розроблені авторами методи синтезу та аналізу генетичних програм інваріантні до рівня складності і часу еволюції електромеханічної системи, що розвивається. За результатами розшифрування генетичних програм визначено допустимі межі видоутворення і здійснено генетичне передбачення нових топологічних класів розподілених багатозв'язних обмоток. Достовірність генетичних програм підтверджена результатами еволюційних експериментів. Результати досліджень представляють системну основу для створення генетичних банків даних і розв'язання задач спрямованого синтезу складних електромеханічних систем за їх генетичними програмами.

Ключові слова: електромеханічна система «Мотор-підшипник», генетична програма, структурна еволюція, генетичне передбачення, інноваційний потенціал класу, еволюційний експеримент.

УДК 629.12-8:629.12.037

Системний підхід у проектуванні гребних електричних установок електроходів / В. О. Яровенко, О. І. Зарицька // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії», Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 102–108. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295

Запропоновано проектування гребних електричних установок електроходів здійснювати за показниками якості роботи судна, як старшої системи. Розроблено процедуру пошуку оптимальних рішень при параметричній оптимізації на ранніх стадіях проектування. Пріоритетовано ефективність процедури, що є запропованою, на прикладі реального судна.

Ключові слова: гребні електричні установки, проектування, системний підхід.

РЕФЕРАТЫ

УДК 621.313

Численные расчеты магнитных полей в торцевой зоне турбогенераторов / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 3–11. – Бібліогр.: 27 назв. – ISSN 2409-9295.

Проведен обзорный анализ, показаны принципы и примеры численных расчетов магнитных полей в торцевой зоне турбогенераторов. Приводятся основные положения разработанных методов, основанных на плоско-меридианной и плоско-ортогональной расчетных моделях. Они сочетают взаимосвязанные магнитные поля в поперечном и продольном сечениях электрических машин. При расчетах учитываются реалистичная геометрическая структура активных элементов концевых частей и насыщение сердечников этих машин и турбогенераторов, в частности.

Ключевые слова: турбогенератор, торцевая зона, магнитные поля, численные расчеты, расчетные модели, граничные условия, методы расчета, режимы возбуждения.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

Оптимизационный подход к выбору типа высокоскоростного линейного электромеханического преобразователя ударного действия / В. Ф. Боллох, С. В. Олексенко, И. С. Щукин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 12–19. – Бібліогр.: 22 назв. – ISSN 2409-9295.

В статье разработаны компьютерные модели линейных электромеханических преобразователей индукционно-динамического, электродинамического и электромагнитного типов. Для преобразователей, обеспечивающих наибольшую скорость на участке рабочего хода с использованием исходных параметров, ограничений и вектора варьируемых параметров, получены геометрические параметры. Показаны особенности электромеханических характеристик и магнитных полей полученных преобразователей. Для оценки эффективности линейных электромеханических преобразователей введен интегральный показатель, учитывающий скоростные и силовые показатели, КПД, магнитные поля рассеяния и максимальную величину тока индуктора. Установлено, что практически для всех стратегий выбора наиболее эффективным электродинамический преобразователь, а наименее эффективным является электромагнитный преобразователь.

Ключевые слова: линейный электромеханический преобразователь ударного действия, индукционно-динамический преобразователь, электромагнитный преобразователь, электродинамический преобразователь.

УДК 621.313.333

Диагностика коротких замыканий в обмотке возбуждения явнополюсной синхронной машины на основе анализа вибровозбуждающих сил / Ю. Н. Васковский, А. А. Гераскин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 20–26. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2409-9295.

С помощью математического моделирования были выявлены и проанализированы диагностические признаки, возникающие в спектрах вибровозбуждающих сил при коротком замыкании витков обмотки возбуждения синхронного генератора. В основном диагностическим признаком, который может использоваться в системе вибрационной диагностики и свидетельствовать о наличии указанного повреждения, является появление в спектре вибровозбуждающих сил гармоника, частота которой кратна частоте вращения ротора. Исследованные диагностические признаки можно использовать в системах вибрационного контроля и диагностики технического состояния мощных синхронных генераторов для выявления коротких замыканий в обмотке возбуждения.

Ключевые слова: вибрация, спектр, диагностика, синхронный генератор, обмотка возбуждения.

УДК 621.313.33

Схема замещения коаксиально – линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов / Г. М. Голенков, Аббасян Мохсен // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків: НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 27–31. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Представлены конструктивные решения коаксиально – линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов и его модель в виде электрической схемы замещения. Проведён сравнительный анализ векторных диаграмм напряжений и токов при резонансной, а также до и после резонансной частоты. Предложенные электрические схемы замещения и векторные диаграммы позволяют характеризовать энергетические параметры и рабочие характеристики этих двигателей при различных частотах работы вибрационных систем.

Ключевые слова: схема замещения, векторная диаграмма, коаксиально – линейный двигатель с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов, вибрационная система.

УДК 621.313.17

Влияние высоты паза статора на характеристики электрических машин с постоянными магнитами / В. В. Гребеников, М. В. Прыймак // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Электрические машины и электромеханическое преобразование энергии». – Харьков: НТУ «ХПИ», 2015. – № 5 (1114). – С. 32–36. – Бібліогр.: 6 назв. – ISSN 2409-9295.

В статье приведены результаты численного исследования влияния высоты пазов статора на характеристики электрических машин с постоянными магнитами. Показано, что при неизменных размерах ротора путем увеличения высоты пазов статора можно существенно повысить значение электромагнитного момента и мощности в генераторном режиме. Найден оптимум высоты пазов статора, при котором удельный показатель по моменту на единицу активной массы будет максимальным.

Ключевые слова: постоянные магниты, высота паза статора, электромагнитный момент, генераторный режим.

УДК 681.3:519.711.3:517.958:621.313

Численное решение уравнений динамики коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами / А. В. Жильцов, Д. С. Сорокин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 37–44. – Бібліогр.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

На основе осесимметричной интегро-дифференциальной математической модели коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами разработан алгоритм совместного решения нестационарной электромеханической задачи расчета вихревых токов в массивных проводниках, его динамических и энергетических характеристик.

Ключевые слова: коаксиально-линейный двигатель, постоянные магниты, нестационарный процесс, метод интегральных уравнений, вихревые токи.

УДК 621.313

Практическая реализация объектно-ориентированного проектирования шнекового электродвигателя с массивным ротором / Н. Н. Заблудский, В. Е. Плюгин // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 45–51. – Бібліогр.: 14 назв. – ISSN 2409-9295.

В статье рассмотрена конструкция и приведена подробная методика проектирования электродвигателя шнекового типа с массивным ротором, предназначенного для нагрева, перемешивания и транспортировки сыпучих материалов, с применением принципов объектно-ориентированного проектирования. Приведены результаты практических расчетов по рассматриваемой методике в разработанной авторами компьютерной программе.

Ключевые слова: электродвигатель, шнек, массивный ротор, проектирование, объектно-ориентированный, методика, программа.

УДК 621.313.332

Усовершенствование алгоритмов управления и исследование динамических процессов асинхронных генераторов работающей на сеть постоянного тока ветроэлектрической станции / Л. И. Мазуренко, А. В. Джура, В. И. Романенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 52–61. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Приведены усовершенствованные алгоритмы управления ведущим и ведомым асинхронными генераторами с вентильным возбуждением ветроэлектрической станции, которая работает на сеть постоянного тока. Рассмотрены результаты моделирования электромеханических процессов в генерирующих установках станции и определено направление дальнейших исследований. Проведенные исследования доказали возможность устойчивой и энергоэффективной работы станции в случае использования предложенных алгоритмов управления вентильными преобразователями генераторов.

Ключевые слова: асинхронный генератор, сеть, диапазон частот, алгоритм управления.

УДК 621.316.91

К процессу возбуждения асинхронных генераторов / В. С. Марков, И. В. Поляков // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 62–66. – Бібліогр.: 8 назв. – ISSN 2409-9295.

Статья посвящена проблеме возбуждения асинхронных генераторов. Рассматривается традиционный подход к процессу самовозбуждения и, самовозбуждение, как автоколебательный процесс в системе асинхронный двигатель – конденсатор, что позволяет уменьшить мощность возбуждения или емкость конденсаторов возбуждения. Рассматривается влияние взаимной индуктивности обмоток статора и ротора на процесс самовозбуждения.

Ключевые слова: асинхронный генератор, возбуждение асинхронного генератора, автоколебания в системе асинхронный генератор – конденсатор.

УДК 621.3+539.213:537.623

Распределение магнитного поля и расчет основных параметров магнитопроводов из аморфного сплава / Т. П. Павленко, М. Г. Пантелят, В. Е. Плюгин, М. Н. Токарь // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 67–71. – Бібліогр.: 12 назв. – ISSN 2409-9295.

В статье приведен анализ существующих технических решений, способствующих повышению эффективности работы электромагнитных систем электрических аппаратов за счет использования в их магнитопроводах аморфного сплава. В результате анализа и проведенных предварительных исследований, разработана модель расчета параметров магнитопровода электромагнитной системы расцепителя максимального тока автоматического выключателя серии ВА, построена его расчетная схема и картина распределения магнитного поля. Приведенные результаты показали преимущества аморфных сплавов по сравнению с электротехническими сталями. Возможность их применения позволяет улучшить характеристики быстродействия срабатывания электромагнитных систем электрических аппаратов.

Ключевые слова: сердечник, магнитопровод, аморфный сплав, электромагнитная система, автоматический выключатель, электрический аппарат.

УДК 621.313.333.2

Параметрическая оптимизация регулируемого асинхронного двигателя для текстильной промышленности / В. С. Петрушин, Р. Н. Еноктаев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 72–75. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Определен эквивалентный нагрузочный момент на валу двигателя привода ткацкого станка с учетом циклограммы и тахограммы нагрузки, а также тепловой нагрузочной способности. При трех диапазонных критериях выполнено автоматизированное оптимизационное проектирование регулируемых асинхронных двигателей и найдены значения варьируемых параметров двигателей, зависящие от выбранного критерия. Обосновано использование модифицированного критерия приведенных затрат. Выполнена проверка теплового состояния двигателей в динамических режимах с учетом тахограммы нагрузки.

Ключевые слова: регулируемый асинхронный двигатель, циклограмма нагрузки, тахограмма нагрузки, эквивалентный нагрузочный момент, проектные диапазонные критерии, варьируемые переменные, оптимизационное проектирование, тепловое состояние.

УДК 621.313

Энергетические показатели торцевого дугостаторного асинхронного двигателя с дисковым ферромагнитным ротором и компенсированной обмоткой / А. П. Ращепкин, Р. С. Крижук // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Электрические машины и электромеханическое преобразование энергии». – Харьков : НТУ «ХПИ», 2015. – № 5 (1114). – С. 76–84. – Библиогр.: 16 назв. – ISSN 2409-9295.

В статье представлен аналитический метод расчета энергетических показателей торцевого дугостаторного асинхронного двигателя (ТДАД) с компенсированной однослойной обмоткой. Обоснована необходимость применения компенсированной обмотки для ТДАД. Представлен расчет энергетических показателей и магнитных сил, действующих на дисковый ротор, при несимметричном размещении дискового ротора в зазоре. Показано способы регулирования скорости ТДАД для использования на шаровых барабанных мельницах. На основе расчета выполнен анализ о целесообразности использования ферромагнитного дискового ротора. Показано зависимости энергетических параметров двигателя от физических параметров дискового ротора.

Ключевые слова: энергетические характеристики, магнитные силы, торцевой дугостаторный асинхронный двигатель.

УДК 621.313.333

Асинхронные двигатели с секционированными внутренними и внешними роторами для привода газовых и жидкостных нагнетателей / А. А. Ставинский, О. О. Пальчиков // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. (1114). – С. 85–90. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

На основе метода безразмерных показателей технического уровня с относительными геометрическими управляемыми переменными получены аналитические зависимости определения оптимальных геометрических соотношений по критериям минимума массы, стоимости и потерь электромагнитной системы асинхронных короткозамкнутых двигателей с секционированными внутренними и внешними роторами согласного и встречного вращения и выполнен сравнительный анализ по указанным показателям таких двигателей с традиционным и обращенным аналогами.

Ключевые слова: согласное и встречное вращение, асинхронный короткозамкнутый двигатель, секционированный ротор, показатели технического уровня.

УДК 621.314

Сравнительный анализ масоваргисних показателей однофазных стержневых электромагнитных систем с круговыми и восьмигранными образующими контурами / Р. А. Ставинский, А. Н. Цыганов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 91–95. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

На основе полученных аналитических зависимостей определены оптимальные геометрические соотношения по критериям минимумов массы и стоимости активной части, и выполнен сравнительный анализ массостоймых показателей однофазных стержневых электромагнитных систем с круговыми и восьмигранными образующими контурами.

Ключевые слова: Трансформатор, магнитопровод, образующие контуры, оптимизация.

УДК 621.313

Определение и анализ генетических программ совмещенных электромеханических систем типа «Мотор-подшипник» с газомангнитным подвесом ротора / В. Ф. Шинкаренко, В. В. Котлярова, А. А. Шиманская // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 96–101. – Бібліогр.: 18 назв. – ISSN 2409-9295.

На примере функционального класса совмещенных систем типа «Мотор-подшипник» показано, что разработанные авторами методы синтеза и анализа генетических программ инвариантны к уровню сложности и времени эволюции развивающейся электромеханической системы. По результатам расшифровки генетических программ определены допустимые границы видообразования и осуществлено генетическое предвидение новых топологических классов распределенных многофазных обмоток. Достоверность генетических программ подтверждена результатами эволюционных экспериментов. Результаты исследований представляют системную основу для создания генетических банков данных и решения задач направленного синтеза сложных электромеханических систем по их генетическим программам.

Ключевые слова: электромеханическая система «Мотор-подшипник», генетическая программа, структурная эволюция, генетическое предвидение, инновационный потенциал класса, эволюционный эксперимент.

УДК 629.12-8:629.12.037

Системный подход в проектировании гребных электрических установок электроходов / В. А. Яровенко, Е. И. Зарицкая // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії», Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 5 (1114). – С. 102–108. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2409-9295.

Предложено проектирование гребных электрических установок электроходов осуществлять по показателям качества работы судна, как старшей системы. Разработана процедура поиска оптимальных решений при параметрической оптимизации на ранних стадиях проектирования. Проиллюстрирована эффективность предложенной процедуры на примере реального судна.

Ключевые слова: гребные электрические установки, проектирование, системный подход.

ABSTRACTS

УДК 621.313

Numerical calculations of magnetic fields in the turbo generators end zone / V. I. Milykh, N. V. Polyakova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2015. – № 5 (1114). – P. 3–11. – Bibliogr. 27. – ISSN 2409-9295.

Calculations of magnetic fields in the end zone (EZ) are topical for turbo generators of limiting capacities. Eddy currents and additional power losses in the design elements reach critical values because of their high heating in such generators.

An overview of the previous authors' achievements on this problem is realized. The principles and examples of numerical calculations of magnetic fields in the turbo generators end zone are shown. The main provisions of the developed methods are given. They are based on a flat-plane-meridian and orthogonal design models. Formation of adequate magnetic fields in the EZ is provided by the complex of boundary conditions for the magnetic vector potential. The calculations take into account both the magnetic field displaced from the active parts of the machine and the action of the frontal part of its windings.

Flat-orthogonal design model is based on interrelated calculations of magnetic fields in the transverse and longitudinal sections of the turbine generator. Therefore, this model can be attributed to a quasi three-dimensional. It is competitive to a three-dimensional model and provides results adequate to physical concepts about this kind of fields and the available experimental data. The calculations take into account realistic geometric structure of the active elements of the end portions and the saturation of turbine generators core.

Modes of magnetic fields excitation in the EZ and influencing factors are determined. Particular attention is paid to the calculation of the magnetic field in the load-condition mode with the simultaneous action of the rotor and stator windings. Such calculations are much more complicated than the separate action of these windings.

Results of the magnetic fields calculation in the turbine generators end zone are used for the calculation of eddy currents and additional power losses in the stator core end and other design elements. They are also the basis for the study of force in the EZ, inductive parameters of the windings coil ends and other electromagnetic parameters of turbo generators.

Keywords: turbo generator, end zone, magnetic fields, numerical calculations, design models, boundary conditions, calculation methods, modes of excitation.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

Optimization campaign to the choice of a high-speed linear electromechanical transducer Impact / V. F. Bolyukh, S. V. Oleksenko, I. S. Schukin // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 12–19. – Bibliogr.: 22 – ISSN 2409-9295.

The paper developed computer models of linear electromechanical transducer induction-dynamic, electromagnetic and electrodynamic types. For drives, providing the highest speed in the area of the working stroke using the original parameters, constraints, and the vector of variable parameters, geometrical parameters. The features and characteristics of electro magnetic fields produced converters. To evaluate the effectiveness of linear electromechanical transducers introduced integral index, which takes into account the speed and power performance, efficiency, stray magnetic fields, and the maximum value of the inductor current. Virtually, all strategies for choosing the most effective electrodynamic transducer, and is least effective electromagnetic transducer.

Keywords: linear electromechanical transducer hammer, the induction-dynamic transducer, an electromagnetic transducer, electrodynamic transducer.

УДК 621.313.333

Diagnosis of short-circuits in the synchronous machine winding of excitation based on an analysis of vibroperturbing forces. / Yu. N. Vaskovskiy, A. A. Geraskin // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 20–26. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2409-9295.

The short-circuit turns of excitation winding are characteristic damages of salient-pole synchronous generators. Simple methods to identify the relatively small number of short turns, for example, changes in the value of total active resistance of winding are not sensitive. The analysis showed that the most sensitive method for diagnosis of powerful electric machines is based on processing and analyzing the vibration characteristics of the machine. Using mathematical modeling were identified and analyzed diagnostic features that occur in the spectra vibroperturbing forces at short circuit turns of synchronous generator winding. It was established that the main diagnostic feature that can be used in the system vibration diagnostics and indicate the presence of said damage is the appearance in the spectrum vibroperturbing forces harmonic frequency which is a multiple rotor speed. The value of rotating harmonic vibration, which is obtained by integration of acceleration, is significantly more than the basic harmonic vibration of electromagnetic vibrations that enables reliable detection of the relevant measuring by vibration velocity sensors. Researched diagnostic features can be used in the systems of vibration monitoring and diagnosis of the technical state of the powerful synchronous generators to detect short circuits in the coil excitation.

Keywords: vibration, spectrum, diagnosis, synchronous generator, winding of excitation.

УДК 621.313.33

The equivalent circuit of coaxial - linear motor with an axial and radial magnetization vector of the permanent magnets / G. M. Golenkov, Abbasyan Mohsen // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 27–31. – Bibliogr.: 7 – ISSN 2409-9295.

The designs of vibration system with rare-earth materials Nd – Fe – B coaxial – linear motor with an axial and radial magnetization vector of the permanent magnets as a drive of this system are presented. The model of coaxial – linear motor with an axial and radial magnetization vector of the permanent magnets as an electric equivalent circuit is presented. The comparative analysis of vector diagrams of voltages and currents for resonance, and before and after resonance frequencies is realized. These electric equivalent circuit and vector diagrams can characterize the radiant quantities and operating characters of these motors under different sizes of frequency of vibration systems. The recommendations for use the coaxial – linear motor with a radial magnetization vector of the permanent magnets as a drive of vibration system, because it is more energy-optimal.

Keywords: equivalent circuit, vector diagram, coaxial-linear motor with an axial and radial permanent magnetization vector, vibration system.

УДК 621.313.2

The influence of the stator slot height to the characteristics of electrical engines with permanent magnets / V. V. Grebenikov, M. V. Pryimak // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2014. – № 5 (1114). – P. 32–36. – Bibliogr.: 6 – ISSN 2409-9295.

The paper contains the results of numerical research of stator slot height influence to the characteristics of electrical engines with permanent magnets. It is shown the rising of stator slot height with unchangeable dimensions of rotor provides the rising of electromagnetic torque and wattage in generator mode. It was found the optimal height of stator slots for which the specific torque to active mass is the highest one. There were executed numerical and experimental researches of electrical engine in generator mode and the good coincidence between experimental data and calculated one was obtained. Also it was shown the rising of slot height results to significant rising of wattage in generator mode.

Key words: permanent magnets, the height of the stator slot, the electromagnetic torque, regenerative.

УДК 681.3:519.711.3:517.958:621.313

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. – Bibliogr.: 11 назв. – ISSN 2409-9295.

In this work numerical digitization system integral-differential equations for finding magnetization current density on the boundary mahnitroprovodiv and density of eddy currents in massive conductors coaxial linear motor with permanent magnet was performed. The algorithm of numerical solution of the problem of non-stationary electrodynamic coaxial line engine, allowing with sufficient accuracy to calculate and study the mode of its operation has been developed. Performed models and algorithms allow to calculate parameters of motor with permanent magnets, explore modes of work and to optimize in many ways.

Key words: coaxial linear motor, permanent magnets, transient process, the method of integral equations, the eddy currents.

УДК 621.313

Practical implementation of object-oriented design of the screw motor with a solid rotor / N. N. Zablodskij, V. E. Pliugin // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 45–51. – Bibliogr.: 14. – ISSN 2409-9295.

The article describes the construction and detailed design methodology of a screw-type electric motor with a solid rotor, intended for heating, mixing and transporting of bulk materials, using the principles of object-oriented design. The aim of the work is to analyze design methods of a screw-type motor with a solid rotor with the principles of object-oriented design to improve its technical and economic performance.

Due to the concept of inheritance, we can create class structure of screw induction motor generated from several base classes, each of which performs a specific technological functions. The functions of real motor units represented by blocs of respective classes. Thus, as a result of inheritance, descendant class will combine the basic properties of parent classes.

The results of practical calculations by the considered methodology in a computer program developed by the authors are provided. Object-oriented UML class diagram of a screw induction motor is developed. This diagram let to present the process of a complex electromechanical system designing in the form of related functions, combining the calculation of the working environment, electromagnetic systems and power optimization. Software Java complex project of the screw induction motor with a solid rotor using all the advantages of object-oriented design is implemented.

Keywords: electric motor, screw, solid rotor, design, object-oriented, methodology, program.

УДК 621.313.332

Control algorithms development and dynamic processes investigation of induction generators installed in connected to DC grid wind farm / L. I. Mazurenko, A. V. Dzhura, V. I. Romanenko // Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and Electromechanical energy conversion». Kharkiv : NTU «KhPI». 2015. – № 5 (1114). – P. 52–61 – Bibliogr. 8. – ISSN 2409-9295.

The control algorithms of the inverter excited induction master-generator and slave generator of a direct current grid connected wind electric station are offered. The master-generator control algorithm while slow varying or constant speed wind is a searching based one and does not requires a wind speed sensor. While strong gusts the algorithm is aimed at holding the generator rotational speed within specified band. The slave-generator while slow varying or constant wind speed is loaded when the master-generator is unloaded and smoothes the master-generator output current. While strong gusts the slave-generator control system forces its rotational speed to come on and hold to the master-generator rotational speed. Both generators output powers are controlled with sensorless vector control system. The simulation results of electromechanical processes transients in the station show the effectiveness of the developed control algorithms.

Key words: induction generator, grid, frequency band, control algorithm.

УДК 621.316.91

To the process of asynchronous generators excitement / V. S. Markov, I. V. Polyakov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 62–66. – Bibliogr.: 8. – ISSN 2409-9295.

At the present time a basic tendency of energetics is use of asynchronous generators as a power unit. Advantages of an asynchronous generator are operational reliability, electric network stability, but excitation of asynchronous generators requires a source of reactive power. In addition it requires a compensatory condenser at an asynchronous generator on-load operation in electric mains. The article is dedicated to the process of asynchronous generators excitation.

It has been viewed a traditional approach to the process of self-excitations and, it's like a self-oscillating process in the asynchronous generator - condenser system.

It has been viewed a mutual inductance of stator and rotor coils effects on the generator self-excitation. It is possible to diminish of the condenser capacitance and excitation power of an asynchronous generator when a mutual inductance is the maximum.

Key words: an asynchronous generator, generator self-excitation, a self-oscillating process in the asynchronous generator - condenser system, a mutual inductance.

УДК 621.3+539.213:537.623

Magnetic field distribution and calculation of the main parameters of magnetic cores made from amorphous alloy / T.P. Pavlenko, M. G. Pantelyat, V. E. Pliugin, M. N. Tokar // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv: NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 67-71.– Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

An analysis of the existing technical solutions, serves to increase efficiency of electromagnetic actuation systems of electric apparatus due to the use of amorphous alloys in magnetic core is given in the paper. The calculation parameters of electromagnetic actuation system of the circuit breaker magnetic core, replaced on amorphous alloy and construction design scheme with electromagnetic field distribution analysis are the aim and grounding of the research. A 3D electromagnetic fields distribution problem based on finite element method is solved. Comparative analysis of calculation results and experimental researches shows their satisfactory matching (calculation error is not over 7 %). Calculation model parameters of electromagnetic actuation system of the circuit breaker VA series overcurrent release device magnetic core is developed as the result of analysis and preliminary researches, calculation scheme and electromagnetic field distribution is made. Given results shows advantages of amorphous alloys over electrical steel. The possibility of their use helps to improve the performance characteristics of electric apparatus electromagnetic actuation systems.

Keywords: magnet core, an amorphous alloy, a electromagnetic system, a circuit breaker, an electrical apparatus.

УДК 621.313.333.2

Parametric optimization of a controlled induction motor for the textile industry / V. S. Petrushin, R. N. Yenoktaiev // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 72–75. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2409-9295.

Determination of the equivalent load torque on the motor shaft drive of the loom with the patterns, and tachogram load and thermal load capacity. When the three range of criteria fulfilled automated optimization design of controlled induction motor and found the values of variable parameters of engines, depending on the chosen criterion. Justified the use of the modified criterion resulted expenses. Perform this test motor thermal state in dynamic conditions with regard tachogram load.

Keywords: controlled induction motor, cyclogram load, tachogram load, equivalent load torque, design a range of criteria, varying variables, optimal design, thermal state.

УДК 621.313

Energy indicators of the axial arc-stator induction motor with ferromagnetic rotor and compensated winding / A. P. Raschepkin, R. S. Kryshchuk // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 76–84. – Bibliogr.: 16. – ISSN 2409-9295.

Gearless electric drive is a topical for the powerful equipment industry, particularly for ball mills. As the title implies the article describes the analytical method for calculating the energy indicators of the axial arc-stator induction motor (AAIM) with ferromagnetic electrically conductive disk rotor and with one-layer compensated winding. It is known that the compensated winding enables to remove pulsed magnetic field, and thus improve the efficiency. The method includes the analytical calculation of the time-averaged integrated value of magnetic induction in the air-gap and the analytical method for calculating the axial magnetic forces uses the Maxwell stress tensor. It draws our attention to the speed control for use in the ball mills. Paper provides valuable information about the benefits of using the ferromagnetic rotor. It is shown the dependence of the effect of the rotor on the energy characteristics AAIM. Conclusion gives the recommendations to use the non-ferromagnetic disc rotor with low speed AAIM up to 20 rpm.

Keywords: power characteristics, the magnetic forces, axial arc-stator induction motor.

УДК 621.313.333

Induction motors with sectionalized internal and external rotors for the drive of axial gas and liquid superchargers / A. A. Stavinskiy, O. O. Palchykov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 85–90. – Bibliogr.: 12. – ISSN 2409-9295.

The possibility of improving energy and resource saving of the ship electric drive of axial gas and liquid superchargers based on the combination of the conception of working impellers coaxiality and special induction motors with internal and external squirrel-cage rotors, that revolve tandem and counter, is considered. The aim of the research is an optimizational comparative analysis of sectionalized induction motors with internal and external rotors for the drive of mechanisms with tandem and counter coaxiality impellers based on the method of the relative indications of the technical level with relative geometric controlled variables. The integral part of the research is to study analytical dependences of mass, cost and power losses indications of the active part of sectionalized induction motors variants from their geometric dimensions. The equivalent circuit of sectionalized induction motor has been proposed. The analytical expressions for to determine mass, cost and basic active power losses of electromagnetic systems of sectionalized induction motors have been obtained. Advisability of designing of sectionalized induction motors with tandem and counter internal rotors for the drive of axial gas and liquid superchargers have been shown and proved.

Keywords: tandem and counter rotation, squirrel-cage induction motor, sectionalized rotor, indications of the technical level.

УДК 621.314

The comparative analysis of mass-and-price indexes of rod ONE phase electromagnetic systems with circular and octahedral forming contours of cores / R. A. Stavinskiy, A. N. Ciganov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 91–95. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2409-9295.

Power transformers and reactors are most metal-capacitive components in the electrical system. The weight of the reactor is proportional to the cost and complexity of manufacturing. For solving this problem the possibilities of structural optimization of the magnetic configuration of the transformer were analyzed. In particular, the comparison of traditional magnetic with circular; and non-traditional octagonal rod and forming the contours of the yoke was proposed. The proposed octagonal rod forming circuit has prerequisites for improving the use contour area, which is characterized by the fill factor. That in its turn leads to the reduction of the use of electrical steel and the transformer winding material. Thus raising the technical level of power transformers and reactors may reduce their weight and dimensions. This is achieved by the structural transformation and structural optimization of their electromagnetic systems. For that cause the full objective function of weight and cost which includes the performance of initial data load and electromagnetic induction and static devices. The objective function of the relative index of weight and cost of the electromagnetic system, which includes two main relative controlled variables were used. These variables are the ratio of the outer and inner diameters of the calculating circumferences magnetic core and the ratio of height and width of the winding window.

Keywords: Transformer, magnetic core, forming circuits, optimization.

УДК 621.313

Identification and Analysis of Combined Electromechanical Systems "Motor-Bearing" with Gas-Magnetic Rotor Suspension Genetic Programs / V. F. Shynkarenko, V. V. Kotliarova, A. A. Shymanska // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv: NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 96 – 101. – Bibliogr.: 18. – ISSN 2409-9295.

At example of combined systems «Motor-Bearings» functional class shows that authors developed methods for synthesis and analysis of genetic programs are invariant to the level of difficulty and evolution time of the developing electromechanical system. According to the results of genetic programs decoding speciation boundaries were defined and genetic prediction of distributed multi-phase windings new topological classes was carry out. Reliability of genetic program confirmed by evolutionary experiments results. Research results are basis for the creation of genetic data banks and directed synthesis of complex electromechanical systems for their genetic program problems solving.

Key words: electromechanical system «Motor-Bearing», genetic program, structural evolution, genetic prediction, class innovative potential, evolutionary experiment.

УДК 629.12-8:629.12.037

System approach to design of electric vessels' rowing electric plants /V. A. Yarovenko, E. I. Zaritskaya // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and Electromechanical energy conversion". Kharkiv : NTU "KhPI". 2015. – № 5 (1114). – P. 102–108. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2409-9295.

The growing interest in the use of electric propulsion in shipbuilding was illustrated. The necessity of considering electric vessels' rowing electric plants in unity with all the rest of the ship's propulsion system was grounded. It was proposed to assess the quality of the design of electric vessels' rowing electric plants primarily in terms of the quality of the vessel, as the older system. The procedure of finding optimal solutions for parametric optimization at the early stages of ship's design was developed. At the first stage optimization was carried out in accordance with the vessel's operation quality indices. At the second stage a more detailed calculation of the parameters in terms of the rowing electric plant indices was made. A special method of optimization was worked out. The effectiveness of the proposed procedure was illustrated by the example of a real ship.

Keywords: rowing electric plants, design, system approach.

ЗМІСТ

<i>Милых В. И., Полякова Н. В.</i> Численные расчеты магнитных полей в торцевой зоне турбогенераторов...	3
<i>Болюх В. Ф., Олексенко С. В., Шукин И. С.</i> Оптимизационный подход к выбору типа высокоскоростного линейного электромеханического преобразователя ударного действия.....	12
<i>Васьковський Ю. М., Гераскін О. А.</i> Діагностика коротких замикань в обмотці збудження явнополюсної синхронної машини на основі аналізу віброзбуджуючих сил.....	20
<i>Голенков Г. М., Аббасян Мохсен</i> Схема замещения коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным вектором намагничивания постоянных магнитов.....	27
<i>Гребеников В. В., Прыймак М. В.</i> Влияние высоты пазов статора на характеристики в электрических машинах с постоянными магнитами.....	32
<i>Жильцов А. В., Сорокин Д. С.</i> Чисельний розв'язок рівнянь динаміки коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами.....	37
<i>Заблодский Н. Н., Плюгин В. Е.</i> Практическая реализация объектно-ориентированного проектирования шнекового электродвигателя с массивным ротором.....	45
<i>Мазуренко Л. І., Джура О. В., Романенко В. І.</i> Вдосконалення алгоритмів керування та дослідження динамічних процесів асинхронних генераторів працюючих на мережу постійного струму вітроелектричної станції.....	52
<i>Марков В. С., Поляков И. В.</i> К процессу возбуждения асинхронных генераторов.....	62
<i>Павленко Т. П., Пантелют М. Г., Плюгин В. Е., Токарь М. Н.</i> Расчет основных параметров магнитопроводов из аморфного сплава и распределение магнитного поля.....	67
<i>Петрушин В. С., Еноктарев Р. Н.</i> Параметрическая оптимизация регулируемого асинхронного двигателя для текстильной промышленности.....	72
<i>Ращепкін А. П., Крищук Р. С.</i> Енергетичні показники торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим феромагнітним ротором та компенсованою обмоткою.....	76
<i>Ставинский А. А., Пальчиков О. О.</i> Асинхронные двигатели с секционированными внутренними и внешними роторами для привода газовых и жидкостных нагнетателей.....	85
<i>Ставинский Р. А., Цыганов А. Н.</i> Сравнительный анализ массстоимостных показателей однофазных стержневых электромагнитных систем с круговыми и восьмигранными образующими контурами.....	91
<i>Шинкаренко В. Ф., Котлярова В. В., Шиманская А. А.</i> Определение и анализ генетических программ совмещенных электромеханических систем типа «Мотор-подшипник» с газоманитным подвесом ротора.....	96
<i>Яровенко В. А., Зарицкая Е. И.</i> Системный подход в проектировании гребных электрических установок электроходов.....	102
Реферати.....	109
Рефераты.....	111
Abstracts.....	113

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХП»**

Збірник наукових праць

Серія:
Електричні машини та електромеханічне
перетворення енергії

№ 5 (1114) 2015

Наукові редактори д-р техн. наук, проф. В.І. Мілих,
д-р техн. наук, проф. Т.П. Павленко
Технічний редактор канд. техн. наук, доц. А.М. Масленніков

Відповідальний за випуск канд. техн. наук Г. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЙ: 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХП».
Кафедра електричних машин.
Тел.: (057) 707-68-044, (057) 707-65-14; e-mail: khpavlenko@yandex.ru

Обл.-вид № 37-15

Підп. до друку 12.10.15 р. Формат 60×90 1/8. Папір офсетний.
Друк офсетний. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. . Облік.-вид. арк.
Тираж 300 пр. 1-й з-д 1-100. Зам. № Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХП». Свідоцтво про державну реєстрацію
суб'єкта видавничої справи ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, вил Фрунзе, 21

Видавництво «Смугаста типографія»
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:
серія ДК №4863 від 12.03.2015 р.
61019, Харків, вул. Чернишевська, 28-а, тел. (057) 754-49-42