

05

ISSN 0013-5860





ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить
в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную
в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединенному каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном объеме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York, N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.
Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: 361-95-96

Почтовый адрес редакции: 123242, Москва, п/я 32.

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редакторы Т.В. Штанько, З.П. Фёдорова

Сдано в набор 10.05.2004. Подписано в печать 22.06.2004. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 105

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2004 г.

№ 7 ИЮЛЬ 2004

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Тубис Я.Б., Кравчик А.Э., Кобелев А.С. База знаний "Тепловентиляционный расчёт асинхронных двигателей" как составная часть расчётов подсистемы интеллектуальной САПР АЭД	2
Жуликов В.Н. Методы и средства комплексной статистической системы контроля качества ремонта тяговых электродвигателей на ремонтном предприятии	8
Бржезинский Р. Исследование поправочных коэффициентов при анализе электромагнитного поля в массивных ферромагнитных частях электрических машин и электроустановок	20
Хрисанов В.И. Математическая модель асинхронных машин в фазных осях статора	23
Юргенсон Т.С. Поиск оптимизационного решения при проектировании электрических машин	31
Чернышенко Л.С. О преобразовании энергии гравитационного поля. Закон Чернышенко	33

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Гайтов Б.Х., Гайтова Т.Б., Кашин Я.М. Построение аксиальных многофазных трансформаторов и их практическое использование	36
Гусев Б.А. Определение высокочастотных потерь в обмотках силового трансформатора полумостового преобразователя постоянного напряжения	42

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Мищенко В.А. Векторный метод управления электромеханическими преобразователями	47
Сокол Е.И., Бару А.Ю., Шинднес Ю.Л., Лукпанов Ж.К. Опыт разработки и внедрения преобразователей частоты для регулируемого электропривода насосных агрегатов магистральных нефтепроводов	52
Сенько В.И., Юрченко Н.Н., Макаренко Н.П., Сенько Л.И. Применение комбинированных алгоритмов трёхуровневой ШИМ в трёхфазных инверторах	57
Водичев В.А. Сравнительный анализ быстродействия измерительных преобразователей активной мощности переменного тока для систем автоматизации технологических процессов	62

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

Tubis Y.B., Kravchik A.E., Kobelev A.S. Knowledgebase. "Asynchronous motors fan heater calculation" as component of intelligent AM CAD calculation subsystem	2
Zhulikov V.N. Methods and facility of complex statistical control system for traction electric motor quality check on overhaul plant	8
Brzhezinsky R. Correction coefficients research on electromagnetic field analysis in massive ferromagnetic parts of electric motors and electrical installations	20
Khrisanov V.I. Mathematical model of asynchronous motors in stator phase axis	23
Yurgenson T.S. Looking for optimization solution in electric machines design	31
Chernyshenko L.S. About gravitation energy conversion. Chernyshenko's law	33

TRANSFORMERS

Gaytov B.Kh., Gaytova T.B., Kashin Y.M. Axial multiphase transformers construction and theirs practical use	36
Gusev B.A. High frequency loss determination in power transformers windings of half-bridge dc voltage converter	42

ELECTRIC DRIVE

Mishenko V.A. Vector control method for electromechanical converter	47
Sokol E.I., Baru A.Yu., Shindnes Yu.L., Lukpanov G.K. Experience of design and implementation of frequency converters for variable speed electric drive of oil pipeline main pumps	52
Senko V.I., Yurchenko M.M., Makarenko M.P., Senko L.I. A combined algorithm of the three-level PWM in three-phase inverters	57
Vodichev V.A. Comparative analysis of fast-working of active power measuring converters for technological processes automation systems	62

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

База знаний "Тепловентиляционный расчёт асинхронных двигателей" как составная часть расчётной подсистемы интеллектуальной САПР АЭД¹

ТУБИС Я.Б., КРАВЧИК А.Э., КОБЕЛЕВ А.С.

Описана интеллектуальная САПР асинхронных электродвигателей (АЭД) и ее расчётная подсистема, построенная на базе интегрированной модели АЭД, позволяющие учитывать влияние: греющих потерь на превышение температуры обмотки двигателя, превышения температуры на электромеханические характеристики, значений температуры на теплопроводность активных и конструкционных материалов.

ОАО НИПТИЭМ в содружестве с МГТУ им. Баумана и компанией "СПРУТ-Технология" продолжают работы по созданию интеллектуальной интегрированной САПР асинхронных электродвигателей (АЭД), основанной на принципах теории многоагентных систем [1], интегрированных моделей [2], экспертных баз знаний [3]. В настоящей статье представлена разработанная нами база знаний (БЗ) "Тепловентиляционный расчёт асинхронных двигателей" – один из ключевых программных комплексов расчётной подсистемы САПР АЭД.

Интегрированная САПР АЭД объединяет звенья единой цепочки: **инженерные расчёты \Rightarrow конструирование \Rightarrow технологическое проектирование \Rightarrow проектирование технологической оснастки** с последующим интегрированием с автоматизированной системой управления производством. В САПР АЭД также интегрируется специализированная подсистема автоматизированной подготовки управляющих программ для станков с ЧПУ.

Ядром создаваемой интеллектуальной САПР АЭД является интегрированная модель асинхронного двигателя. Интегрированную модель АЭД определим как сообщество иерархически организованных интеллектуальных агентов АЭД, содержащее основные физические, геометрические, конструкторско-технологические и экономические свойства АЭД, определяющие её **состоиние** в требуемых режимах функционирования; основные методы математического моделирования АЭД, определяющие её **поведение** –

Brief characteristic of intelligent cad-system of induction motors (IM) and its calculation subsystem, based on IM integrated model are presented, taking into account: losses value dependence on motor winding temperature; winding temperature dependence on electromechanical characteristics and heat conductivity of electrotechnical materials.

изменение состояния в процессе функционирования [2].

Назначение интегрированной модели АЭД – базируясь на конкретном САПР-инструментарии, аккумулировать расчёто-конструкторские и технологические знания и порождать экземпляры АЭД, соответствующие техническим требованиям на проектирование.

Иерархия интеллектуальных агентов АЭД строится в терминах И/ИЛИ графов параметризованных структурных компонентов АЭД.

Иерархически верхним в модели является не сборочный чертёж отдельной машины, а определяющие неграфические свойства АЭД, как класса электромеханических изделий в составе расширенных технических условий, формируемые на основе основных нормативных документов по проектированию ЭМ. Эти свойства являются каркасом интегрированной модели, а значения этих свойств играют роль ключей при работе с многочисленными БД и базами знаний (БЗ), входящими в САПР АЭД. Иерархически нижними являются не детали АЭД, а комплексные элементы деталей и элементы формы, используемые при генерации сложных деталей из отдельных фрагментов, а также при организации автоматизированной генерации технологического процесса механообработки деталей [4].

Агенты интегрированной модели АЭД черпают ресурсы из соответствующих объектно-ориентированных БД и баз знаний расчёто-конструкторской подсистем.

Разработка нового АЭД начинается с автоматизированного анализа технического задания на проектирование путём сопоставления форм-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

лизованных свойств ТЗ со значениями определяющих свойств интегрированной модели АЭД, закреплённых за экземплярами, находящимися в архиве проектов. В результате определяется прототип (аналог), который отчасти может не удовлетворять техническим требованиям по энергетическим характеристикам и конструктивному исполнению.

Если точный прототип по активным или (и) конструктивным элементам в архиве проектов отсутствует, возможна компоновка проектируемого экземпляра из структурных элементов, содержащихся в нескольких существующих экземплярах АЭД, в том числе разных габаритов. К структурному синтезу могут быть привлечены также базы данных отдельных элементов, содержащихся в интегрированной модели АЭД, но не сформированных в экземпляры-аналоги.

В случае, если часть знаний о проектируемом двигателе в интегрированной модели отсутствует, следует создать новое творческое решение, отвечающее ТЗ. Для этих целей подключаются соответствующие методы расчётной и конструкторской подсистем.

Порядок активизации базы знаний

"Тепловентиляционный расчёт АЭД"

В настоящее время расчётная подсистема описываемой САПР АЭД состоит из пяти баз знаний:

- электромагнитный расчёт трёхфазных АЭД с КЗ ротором;
 - электромагнитный расчёт асинхронных конденсаторных двигателей;
 - тепловентиляционный расчёт АЭД с КЗ ротором;
 - механический расчёт АЭД с КЗ ротором;
 - расчёт виброакустических характеристик АЭД с КЗ ротором.

Все методы расчёта АЭД созданы в системе экспертного программирования SprutExpo – основном расчётном инструменте разрабатываемой нами интегрированной САПР АЭД. Методы написаны на подмножестве обычной технической лексики, с возможностью их обработки и пополнения непрограммирующими специалистами-электротехниками [2].

Все расчётные БЗ интегрированы по горизонтали: они имеют общий банк БД по электротехническим материалам и графическим ресурсам, общий словарь идентификаторов; организован обмен информационными потоками между различными БЗ. Из подсистемы автоматизированного анализа ТЗ расчётная подсистема импортирует верхние определяющие свойства АЭД. В

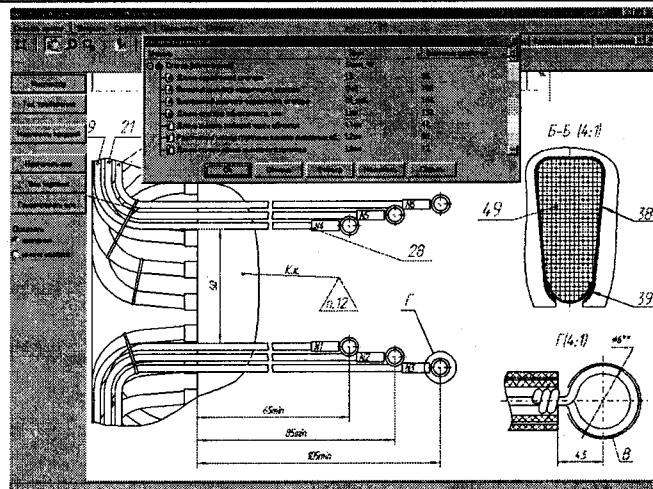


Рис.1. Интерфейс конструкторской подсистемы САПР АЭД с визуализацией свойств, передаваемых из расчётовной подсистемы

конструкторскую и последующие подсистемы импортируются значения свойств, порождаемых расчётной подсистемой: энергетические, тепло-физические, прочностные и виброакустические характеристики и сведения об активной и частично – конструктивной геометрии АЭД. На рис.1 показан фрагмент модели, в инспекторе свойств которой стрелками помечены свойства, передающиеся из расчётной в конструкторскую подсистему.

База знаний "Тепловентиляционный расчёт АЭД" активизируется непосредственно после выполнения электромагнитного расчёта. На вход данной базы знаний поступают следующие свойства АЭД:

1. Из подсистемы автоматизированного анализа ТЗ – подмножество определяющих свойств, необходимое для выбора экземпляра АЭД, который подвергается тепловому расчёту.
 2. Из базы знаний "электромагнитный расчёт АЭД":
 - полные сведения о греющих потерях: P_{CuS} ,
 - P_{CuR} , P_{zs} , $P_{fедоб}$, P_{mec0} ;
 - геометрия активных частей АД и его обмоточные данные (около 40 свойств).
 3. Из конструкторской подсистемы, от выбранного аналога, – требуемая геометрия для описания сердечников, станины, щитов, диффузора, вентилятора и кожуха вентилятора (около 100 свойств).
 4. Собственные свойства БЗ "Тепловентиляционный расчёт" – теплофизические свойства применяемых материалов и ряд расчётных размеров.

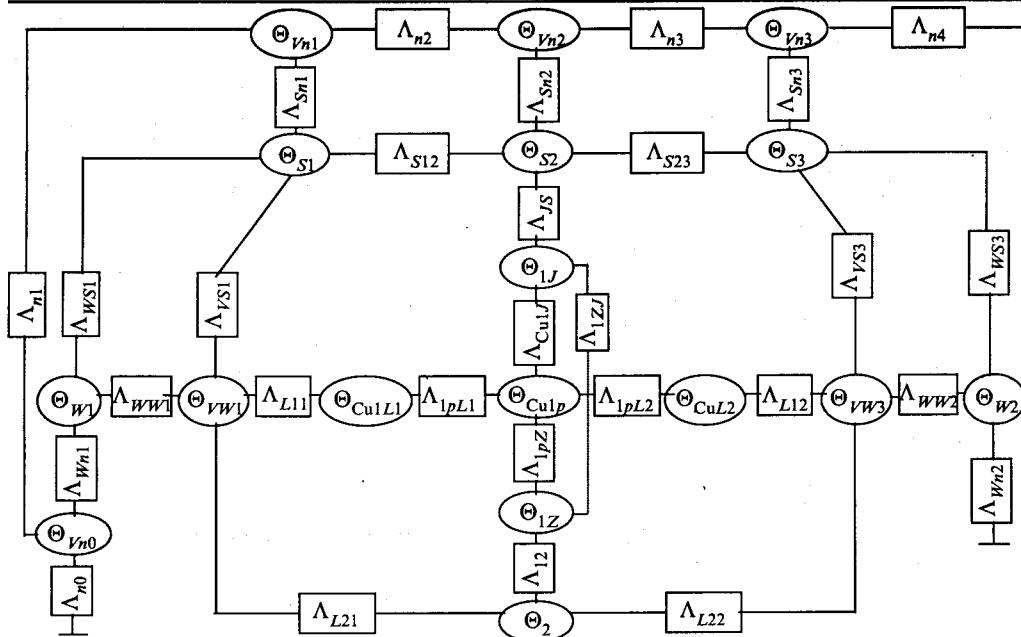


Рис.2. Базовая эквивалентная тепловая схема замещения

Свойства группы 3 можно корректировать непосредственно при тепловентиляционном расчёте. Здесь же можно изменять марки изоляционных и конструкционных материалов. При необходимости измененные свойства можно автоматически передавать в конструкторскую подсистему.

Свойства материалов находятся в БД общепротребительных форматов, например PARADOX, INTRABASE, легко пополняемы и могут использоваться внешними, по отношению к описываемой САПР, программами.

Основными результатами тепловентиляционного расчёта являются: суммарное сопротивление вентиляционной сети, расходы охлаждающего воздуха в трёх сечениях станины, расчётные превышения температуры в 17 элементах АЭД, (рис.2). Определяется также среднее превышение температуры обмотки статора Θ_{CuS} , которое передается в БЗ "Электромагнитный расчёт АЭД" для уточняющего расчёта греющих потерь, поскольку $R_{\phi,ct} = f(\Theta_{CuS})$, а $\{EnCh\} = f(R_{\phi,ct})$, где $\{EnCh\}$ – множество энергетических характеристик АЭД. Число итерационных обращений к расчётным базам знаний для уточнения значений Θ_{CuS} и P_{CuS} , P_{CuR} , P_z , P_{sedob} , P_{mec0} составляет от 1 до 5 итераций.

Краткое описание базы знаний "Тепловентиляционный расчёт АЭД", разработанной в среде экспертизного программирования

Областью применения названной базы знаний является тепловентиляционный расчёт асин-

хронных двигателей с короткозамкнутым ротором габаритов 56–355 мм в закрытом обдуваемом исполнении (степени защиты IP44, IP54, IP55) и защищённом исполнении (степени защиты IP22, IP23) в режиме S1. Экспертная база знаний состоит из 21 метода, содержит более 300 производственных правил, использующих более 800 переменных.

Основным источником информации при создании этой базы знаний в среде

экспертного программирования явился руководящий документ [5], разработанный ВНИИПИ-ЭМ и дополненный с учётом экспериментального материала, накопленного ОАО НИПТИЭМ за время после выхода РД, а также [6, 7]. Упомянутый материал относится, прежде всего, к уточненным критериальным уравнениям для вычисления коэффициентов теплоотдачи при конвективном теплообмене (участки оребрённых станин – охлаждающая среда; подшипниковые щиты – охлаждающая среда; внутренние элементы закрытых АЭД – "внутренний воздух").

В основу программы положен метод эквивалентных тепловых схем замещения. Базовая схема содержит 17 элементов (рис.2), программная реализация методики позволяет усложнять или упрощать ЭТС в зависимости от физики задачи.

По сравнению с [5] представленная программа тепловентиляционного расчёта АЭД содержит новые функциональные возможности, основными из которых являются:

- программа теплового расчёта, состыкованная с программой вентиляционного расчёта, который выполняется в объёме, необходимом для определения расходов охлаждающего воздуха (свойства, являющиеся входными для тепловой методики);

- расчёт для электродвигателей со станинами, имеющими как радиальное, так и горизонтально-вертикальное оребрение;

- расчёт для случая, когда тип щита со стороны привода отличается от типа щита со стороны вентилятора;

— впервые в явном виде включенные в программу зависимости коэффициентов теплопроводности электротехнических материалов от температуры (электротехнической стали, проводниковых материалов, а также конструкционных материалов, к которым неприменимо допущение $\lambda_i = \text{const}$ при $t_i \neq \text{const}$);

– детализация описания геометрических поверхностей; практически сведено к нулю наличие так называемых расчётных геометрических размеров, поскольку геометрические свойства передаются непосредственно из электронного архива **рабочей** конструкторской документации, куда немедленно возвращаются при их уточнении в результате теплового моделирования (в том случае, если руководителем проекта принято решение о сохранении нового творческого результата);

– существенно возросший сервис программы, использованы современные средства работы с файлами входных-выходных данных; наличие БД электротехнических материалов и обмен свойствами с другими подсистемами САПР принципиально уменьшили объём ручной работы по подготовке исходных данных;

– возможность выполнения теплового расчёта на стадии проектирования активных частей АЭД до разработки конструктивных элементов (щитов и станины); геометрические размеры элементов, входящих в расчёт, не задаются, а определяются по эмпирическим формулам в функции геометрии активных частей.

Эмпирические формулы получены путём анализа большого ряда существующих конструкций АЭД.

Например, длину станины L_{fr} , высоту ребер hr_{fr} и толщину станины B_{fr} можно приблизенно определить в зависимости от внешнего диаметра сердечника статора Da_s :

- для габарита $H \leq 112$ мм $L_{ff} = 4,2 (Da_S/10)^{1,4}$;
 - для габарита $H \geq 112$ мм $L_{ff} = 3,0 (Da_S/10)^{1,4}$;

$$hr_{fr} = 0,1 Da_S; B_{fr} = 0,03 Da_S.$$

Эквивалентный зазор между спинкой пакета и станиной δ_{fs} определяется через D_{as} , число N_{fs} и ширину канавок для крепления пакета B_{fs} :

$$\delta_{frS} = \frac{(0,42 + 32 \cdot 10^{-4} \cdot Da_S) \cdot 10^{-2}}{1 - 0,92 \frac{b_{fs}(N_{fs} + 1)}{\pi Da_S}}.$$

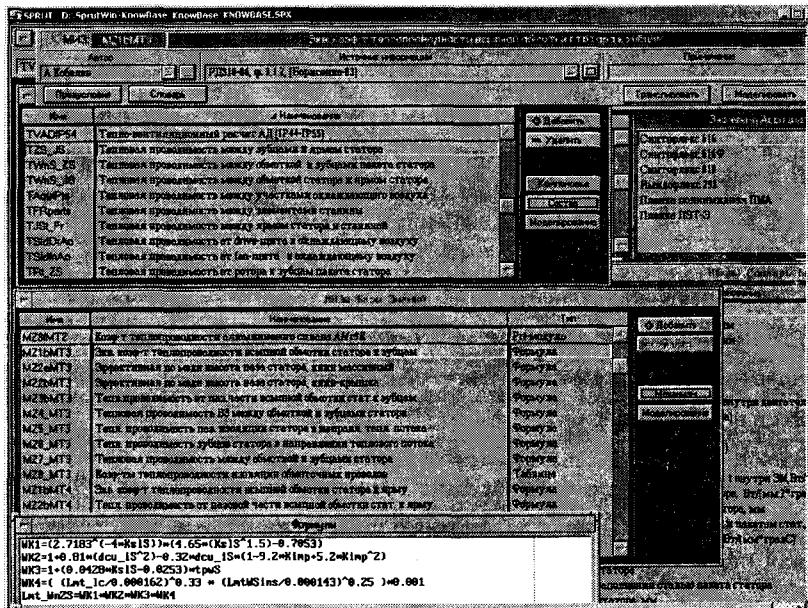


Рис.3. Экранные формы интерфейса базы знаний "Тепловентиляционный расчёт АЭД" для экспертного программирования

Несмотря на некоторую погрешность выполнение теплового расчёта в терминах активных частей АЭД позволяет уже на стадии их проектирования дать качественную оценку перегрева машины.

База знаний имеет два интерфейса:

– интерфейс пользователя, в котором выполняются инженерные расчёты, сохраняются результаты расчётов, вводятся исходные данные для новых типов асинхронных двигателей; в нём нельзя вносить изменения в саму методику расчёта;

– интерфейс разработчика (рис.3), в котором можно вносить изменения в методику расчёта, например, пополнять БД электротехнических материалов; уточнять и добавлять расчётные формулы таблицы и графики, в том числе связанные с изменением числа элементов тепловой схемы замещения; поскольку методика написана на подмножестве технической лексики и не требует строгой алгоритмизации программы (уникальное свойство *SprutExpr*), внесение изменений в методику доступно непрограммирующим специалистам.

Проиллюстрируем на примерах работу в среде экспертного программирования. Функции, которые используются при написании методик расчёта (вычисление по формулам, определение значений по таблицам, определение значений выбором из базы данных, вычисление значений с помощью программных модулей, графоаналитические процедуры) удобно объединить единицей.

ным понятием "Модуль инженерных знаний" (МИЗ). МИЗ представляет правило-продукцию [8], характеризуется входными и выходными свойствами, ограничениями на значения входных свойств и механизмом (рис.4). Модуль знаний типа "формула" представлен на рис.5.

Модуль: < Имя >

Наименование: <Описание функции>

Наименование параметра	Имя	Значение
Вход и управление		Условие (ограничение)
Выход	Адрес	Механизм

Рис.4. Внешнее представление модуля инженерных знаний

Модуль: M1

Наименование: Расчёт числа Нуссельта для внутренней поверхности подшипниковых щитов.

Источник информации: [6, ф.(6.25), 2-е уравнение].

Наименование свойств	Имя	Условие
Высота оси вращения	FRM_SIZE	[112,355]
Признак наличия диффузора	Sf_dif\$	Отсутствует
Число Рейнольдса	RI_ESI	
Внешний диаметр сердечника статора	DaS	
Внутренний диаметр сердечника статора	DiS	
Число Нуссельта	Nu_ESId	$5,12 RI_ESI^{0,48} \times (2DaS/(DaS+DiS))^{-0,52}$

Рис.5. Внешнее представление модуля – формулы

Если рассматривать МИЗ M1 как производственное правило, он эквивалентен следующему предложению: "если высота оси вращения АЭД лежит в интервале от 112 до 355 мм и диффузор отсутствует, то число Нуссельта для внутренней поверхности подшипниковых щитов определяется по формуле":

$$Nu_ESId = 5,12 RI_ESI^{0,48} \left(\frac{2DaS}{DaS + DiS} \right)^{-0,52} .$$

Рис.5, 6 наглядно иллюстрируют удобство программирования "без программирования" в инструментальном средстве SprutExpr0.

В таблице приведён ряд расчётов, выполненных в базе знаний "Тепловентиляционный расчёт АЭД", и соответствующие результаты экс-

Модуль: M2

Наименование: Коэффициенты теплопроводности пленкосодержащих изоляционных материалов

Источник информации: [5, табл. П.2.1]

Наименование	Имя	Ограничение
Вид изоляции	TmSlInS\$	основная
Коэффициент теплопроводности	Lmt_inS	Таблица: TABL1

TABL1

Материал пазовой изоляции	Коэффициенты теплопроводности, $\text{мм Вт}/(\text{мм} \cdot \text{°C})$
Синтофлекс 616	0,00014
Синтофлекс 616 Ф	0,00014
Синтофлекс 818	0,00017
Имидофлекс 292	0,00019
Плёнка полимида ПМА	0,00027
Плёнка ПЭТ-З	0,00022

Рис.6. Внешнее представление модуля – таблицы

периментов. Расхождение экспериментальных и расчётных данных не превышает 5%.

Тип двигателя	Среднее превышение температуры обмотки статора Θ_{CuS0} , $^{\circ}\text{C}$	
	Расчёт	Эксперимент
AMD100S4	79,6	76,0
AMD100L4	73,2	69,8
AIP160M2	82,1	83,3
AIP160M4	72,9	75,0
5AM315S2A3	86,2	84,4
5AM315M2A3	93,0	90,3

Эффективность использования БЗ "Тепловентиляционный расчёт АЭД" как элемента САПР АЭД

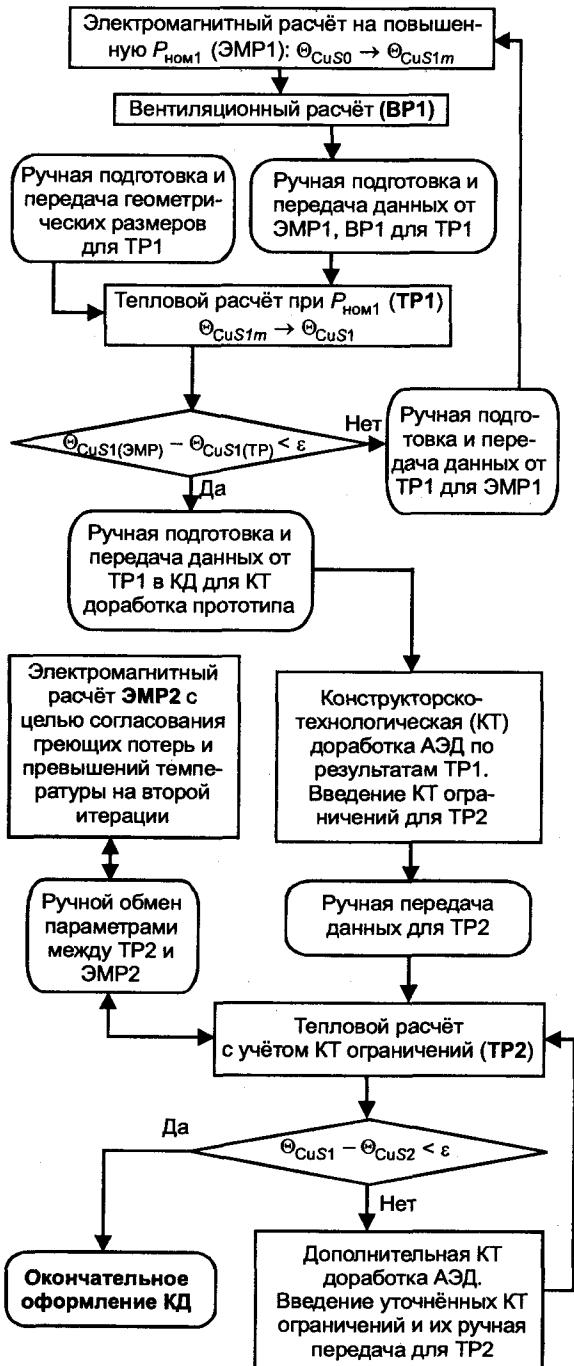
Проектные задачи, требующие как расчётной, так и конструкторско-технологической проработки, которые ранее решались в несколько этапов, теперь стало возможно решать "на одной кнопке".

В качестве примера рассмотрим следующую проектную задачу. Пусть требуется:

– увеличить номинальную мощность АЭД с $P_{\text{ном}0}$ до $P_{\text{ном}1}$ без изменения его габаритов; при этом

$$\Theta_{CuS0} < \Theta_{CuS1} < \Theta_{CuS1m},$$

где Θ_{CuS0} – среднее превышение температуры обмотки статора при прежней $P_{\text{ном}0}$; Θ_{CuS1m} – среднее превышение температуры при новой $P_{\text{ном}1}$, без внесения каких-либо изменений в конструкцию АЭД; Θ_{CuS1} – среднее превышение тем-



а)

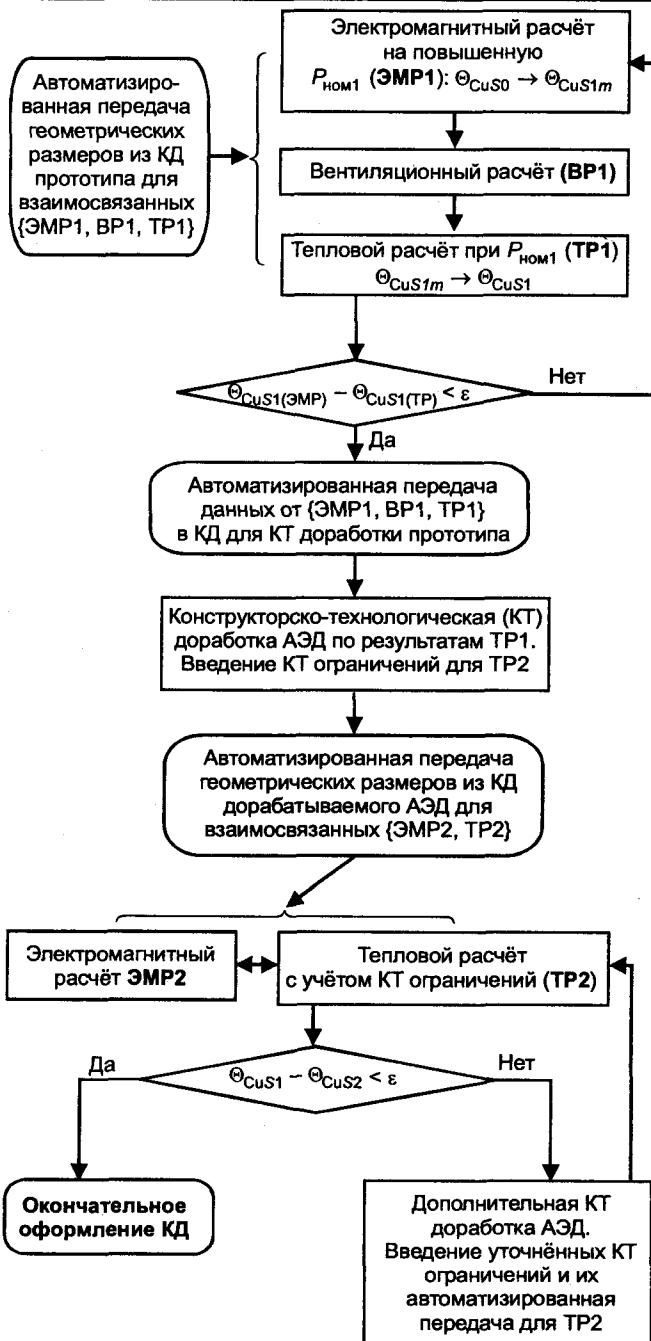
Рис.7. Взаимосвязь между этапами расчётно-конструкторского проектирования:

а – при отсутствии интегрированной САПР АЭД; б – при наличии интегрированной САПР АЭД

пературы при новой $P_{\text{ном1}}$, при измененной конструкции АЭД;

– дополнительный теплоотвод осуществить за счёт увеличения поверхности оребрения станины.

Последовательность решения задачи в отсутствие интегрированной САПР АЭД представлена на рис.7,а, при наличии интегрированной САПР – на рис.7,б. Первая внешняя итерация (индексы 1 в расчётах) обеспечивает: согласование значений греющих потерь и Θ_{CuS1m} при но-



б)

вой $P_{\text{ном1}}$ без внесения изменений в конструкцию АЭД; получение искомого превышения Θ_{CuS1} по результатам теплового расчёта ТР1 путём предварительного изменения поверхности оребрения. В результате второй внешней итерации (индексы 2) на основе теплового расчёта ТР2 окончательно, с учётом технологических ограничений, определяются геометрические размеры и количество рёбер модифицируемой станины.

Из сопоставления рис.7,а и б вполне очевид-

но существенное ускорение цикла проектирования при наличии интегрированной САПР АЭД.

Выводы

1. С использованием интегрированной модели АЭД реализован сквозной электромагнитный и тепловентиляционный расчёт АЭД, комплексно учитывающий влияние: греющих потерь на превышение температуры двигателей, превышений температуры на электромеханические характеристики, значений температуры на теплопроводность активных и конструкционных материалов.

2. Применение описываемой базы знаний в качестве важной компоненты расчётной подсистемы интеллектуальной САПР АЭД позволяет существенно ускорить цикл проектирования АЭД благодаря прямому обмену данными между расчётной и конструкторской подсистемами и выполнению оценочных тепловых расчётов только в терминах активных геометрических размеров.

3. Использование технологии экспертного программирования делает удобным пополнение базы тепловентиляционных расчётов для непрограммирующих экспертов-электромехаников.

Список литературы

1. Евгеньев Г.Б., Кобелев А.С., Стисес А.Г., Кокорев А.А. Многоагентные системы проектирования // Научная сессия МИФИ-2003. Сб. научных трудов. Т.3. Интеллектуальные системы и технологии. М., 2003. С. 28–29.
2. Кобелев А.С. Автоматизированное проектирование низковольтных асинхронных двигателей с использованием интегрированных моделей электрических машин // Электротехничество. 2004. № 1.

3. Кобелев А.С. Организация расчётной подсистемы САПР АД на базе системы экспертного программирования SprutExpro // Изв. вузов. Электромеханика. 2002. № 5. С.16–21.

4. Евгеньев Г.Б. Системология инженерных знаний: М.: Изд-во МГТУ, 2001.

5. РД 310 86. Машины электрические вращающиеся средние свыше 56 до 355 габарита. Двигатели асинхронные. Методика тепловых расчётов. 1986.

6. Борисенко А.И., Костиков О.Н., Яковлев А.И. Охлаждение промышленных электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1983.

7. Кухарский М.П., Носков В.А. Исследование и расчёт вентиляторов наружного обдува // Электротехника. 1975. № 3. С. 34–38.

8. Курейчик В.М., Лебедев Б.К., Нужнов Е.В. Применение экспертных систем в инженерной практике. Таганрог: изд. ТРГУ, 1996.

Тубис Яков Борисович – главный научный сотрудник, учёный секретарь научно-технического совета ОАО "НИПТИЭМ", доктор электротехники, действительный член РАЭН. Окончил Уральский политехнический институт.

Кравчик Артём Эммануилович – научный руководитель отдела технического развития ОАО "НИПТИЭМ", доктор техн. наук. В 1988 г. защитил докторскую диссертацию в форме научного доклада по теме: "Вопросы создания серий асинхронных двигателей общего применения. Исследования, разработка и внедрение" в институте электродинамики АН Украины, г.Киев.

Кобелев Андрей Степанович – ведущий научный сотрудник ОАО "НИПТИЭМ", докторант кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), канд. техн. наук. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка численных алгоритмов и методики поверочного электромагнитного расчёта трёхфазных асинхронных двигателей с безотходным и малоотходным магнитопроводом" в МЭИ

Методы и средства комплексной статистической системы контроля качества ремонта тяговых электродвигателей на ремонтном предприятии

ЖУЛИКОВ В.Н., генеральный директор ОАО "МЭМРЗ", чл.-кор. АЭН РФ

Обоснованы методы и средства комплексной статистической системы контроля качества капитального ремонта тяговых электродвигателей электропоездов на ремонтном предприятии

Основной частью тягового подвижного состава, определяющей его надёжность, является тяговый электродвигатель. На его долю приходится 25–35% общего числа отказов оборудования тягового подвижного состава.

Высокая стоимость тягового электродвигателя по сравнению с другими элементами локомо-

тива требует обеспечения больших ресурсов, что может быть достигнуто за счёт внедрения в депо и на ремонтных предприятиях оптимальной стратегии эксплуатации и ремонта тяговых электродвигателей, основу которой составляют методы и средства оценки состояния объекта, за решение которых отвечает техническая диагно-

стика, методы и средства определения параметров ремонтируемого изделия – задачи надежности. При этом оценивать состояние объекта и определять параметры изделия необходимо на всех этапах его изготовления, включая этап подготовки производства, этап самого производства и этап сдачи готовой продукции потребителю.

Поэтому цель настоящей работы – дать системный анализ современных методов и средств технической диагностики и оценок параметров надежности электрических машин, применяемых в электромашиностроении и железнодорожном транспорте, и на его базе разработать основы методологии комплексной статистической системы контроля качества ремонта тяговых электродвигателей электропоездов на ремонтном предприятии.

С учётом сложности решаемой задачи и ее многоплановости на начальной фазе работы принимались аксиоматические положения и априорные допущения, справедливость которых уточнялась результатами последующих теоретических и экспериментальных исследований [1–3]:

1. Тяговый электродвигатель – сложное электромеханическое устройство и сохранение его работоспособности до предельного состояния зависит от механических свойств материалов сборочных единиц, от изоляционных свойств изоляции обмоток электродвигателя, а также от способности выполнять операции переключения секций якорной обмотки в различных режимах работы и условий эксплуатации. С одной стороны, тяговый электродвигатель – электротехническое устройство, а с другой, – сложная механическая система, состоящая из большого количества элементов-резонаторов, каждый из которых может быть представлен в виде демпфированной упругомассовой системы с определенной механической добротностью и резонансной частотой. В этом случае модель прочностной надёжности двигателя сводится к модели надёжности элемента, а модель надёжности элемента – к модели типа "нагрузка-прочность".

2. Предельное состояние тягового электродвигателя следует оценивать по значению вероятности нормального функционирования двигателя, когда вероятность нормального функционирования достигает своего граничного значения, заданного в технических условиях. Вероятность нормального функционирования зависит от вероятности исправного состояния двигателя (определяется по результатам приёмо-сдаточных испытаний на заводе-изготовителе или ре-

монтном предприятии), от вероятности безотказной работы в эксплуатации (определяется либо по результатам стендовых ресурсных ускоренных испытаний, либо по результатам опытной эксплуатации на линии), а также от вероятности восстановления работоспособного состояния в процессе технического обслуживания и ремонта в депо.

3. Для получения требуемой достоверности результатов испытаний при малом количестве испытуемых образцов испытания целесообразно выполнять поэтапно: испытания сборочных единиц или отдельных узлов, имеющих принципиально новое конструктивное или технологическое решение; натурные испытания следует дополнить испытаниями на математических моделях, что позволяет выбрать оптимальную конструкцию сборочной единицы или узла, отработать новую технологию ремонта и тем самым существенно сократить затраты на натурные испытания; испытания тягового электродвигателя на виброустойчивость, как неускоренные испытания в предельных режимах; испытания на вибропрочность, ускоренные испытания в форсированных режимах; рационально использовать функциональное диагностирование, приблизив условия испытаний к условиям эксплуатации.

4. В качестве обобщенных критериев работоспособности при функциональном диагностировании следует использовать коэффициент запаса по усталостной прочности, значение предопределенного пробивного напряжения изоляции обмоток ТЭД, параметры потенциальной и коммутационной устойчивости ТЭД, статистические износные характеристики узлов качения и скольжения.

5. При функциональном диагностировании ТЭД следует учитывать различные способы их установки на электроподвижном составе: тяговые электродвигатели с опорно-осевым и опорно-рамным подвешиванием.

6. В качестве основной меры механической нагрузки двигателя в соответствии с требованиями ГОСТ 2582-81 принимается виброускорение на шапке моторно-осевого подшипника для ТЭД с опорно-осевым подвешиванием на ЭПС и ускорение на оставе над валом двигателя для машин с опорно-рамным подвешиванием.

7. При оценке влияния характеристик вибрационных нагрузок на напряженное состояние элементов тягового электродвигателя их необходимо рассматривать в единстве и взаимосвязи с электрическими, механическими нагрузками и условиями эксплуатации.

8. Нагрузки, действующие на элементы тяговых электродвигателей в эксплуатационных условиях, – случайные величины, а в функции времени – случайные процессы, их характеристики возможно описать лишь статистически, используя понятия математического ожидания, дисперсии, функции спектральной плотности, корреляционной функции. Случайная функция ускорений, действующих на тяговые электродвигатели в условиях эксплуатации при фиксированной скорости движения экипажа по верхнему строению пути, обладает свойствами стационарности и эргодичности, статистические характеристики процесса достоверно можно получить по одной реализации процесса.

9. Нагрузки действуют конечное время и имеют ограниченный спектр частот; диапазон спектра эксплуатационных нагрузок превышает диапазон частот 1–100 Гц, рекомендуемый ГОСТ 2582-81.

10. Разброс характеристик прочности материала элементов, характеристик усталостной прочности элемента велик и ошибка в определении характеристик составляет не менее 10%.

11. Линейная гипотеза накопления усталостных повреждений справедлива и для процесса накопления повреждения в элементах тягового электродвигателя.

12. Установление связи между частотным и времененным описанием процесса колебаний двигателя в эксплуатации основывается на понятиях текущего и мгновенного спектров, причём периодичность выделения энергии в эксплуатационных условиях соответствует времени прохождения колесной пары локомотива стыковых неровностей. На бесстыковом пути, как показали экспериментальные исследования, данная периодичность сохраняется.

13. Капитальный ремонт тяговых электродвигателей на ремонтном предприятии является изученным и установившимся, для него справедлив принцип наследственности, производство может изменять значения внутренних параметров изделий, но не может нарушать функциональные связи между ними, т.е. распределение начальных значений технических характеристик и параметров надёжности может изменяться от партии к партии, но их законы распределения будут сохраняться.

Принятие данных основополагающих положений позволило выбрать и обосновать методы и средства контроля качества ремонта тяговых электродвигателей электропоездов на этапе подготовки производства, его выполнения и сдачи готовой продукции заказчику.

Этап подготовки производства

Все современные тяговые электродвигатели (ТЭД) представляют собой машины предельного исполнения, у которых предусмотрено наиболее полное использование конструктивных, технологических и материальных возможностей. Несмотря на такое исполнение и специфические условия работы (значительный уровень вибраций и ударных воздействий, существенный перепад окружающих температур, достигающих 100°C, нестабильность токовых нагрузок с коэффициентом перегрузки на уровне 1,5–1,6, широкий диапазон изменения температур обмоток в пределах до 180–200°C, запылённость охлаждающего воздуха до 40 мг/м³), существующие методы их расчёта почти не отличаются от методов расчёта машин общепромышленного назначения. По результатам таких расчётов можно установить номинальные технические данные для стационарных условий эксплуатации с переносом центра тяжести работы по обеспечению работоспособности ТЭД на ремонтные предприятия. Аналитический расчёт – необходимое, но ещё не достаточное условие обеспечение высокого качества изготовления и работоспособности в условиях эксплуатации.

В известной степени этим можно объяснить, что даже у двигателей серийного производства, выпускаемых промышленностью в течении ряда лет, обнаруживаются конструктивные и технологические решения, не обеспечивающие их необходимую работоспособность. Значительная часть электродвигателей выходит из строя прежде, чем вырабатывает свой ресурс. Многие отказы носят сезонный характер. Влияние условий эксплуатации на работоспособность тяговых электродвигателей подтверждается возрастанием числа заходов локомотивов на внеплановые ремонты. На Северной железной дороге число внеплановых ремонтов зимой возрастает примерно в 2 раза, а на Среднеазиатской железной дороге повышение в 1,4–1,5 раза наблюдается в летние месяцы (для границ СССР) [1].

Существенное влияние на надёжность ТЭД оказывают механические воздействия. Анализ статистических данных об отказах двигателей показал, что отказы по механическим причинам составляют до 69% всех отказов двигателей НБ-418К6 при эксплуатации на Восточно-Сибирской железной дороге и до 43 % двигателей ЭД-107 на Северной железной дороге. Параметры потока отказов у этих двигателей особенно возрастают в зимние месяцы: для ЭД-107 в 3–4 раза, а для НБ-418К6 в 3 раза [1].

Велико число первичных приработочных отказов тяговых электродвигателей. По данным депо "Пенза I" параметр потока первичных приработочных отказов $\omega(L)$ двигателя ТЛ-2К составляет 2,74 1/млн.т.д.км, что в 2–3 раза превосходит значение того же параметра для периода нормальной эксплуатации [$\omega(L) = \text{const}$] [1].

Отказ электродвигателя – событие случайное, время его наступления – величина тоже случайная, которая может принимать значения $t, t \dots t$ или может быть оценено наработкой не только в часах, но и в километрах пробега $L, L \dots L$.

Последовательность времён отказов двигателей или другого оборудования электроподвижного состава принято называть потоком отказов, хотя фактически это единичные события. Такая условность, как мы увидим, существенно упрощает расчёты показателей надёжности.

Количественной мерой или показателем безотказности оборудования подвижного состава является вероятность его безотказной работы $P(T > t)$, где t – текущее время; T – продолжительность безотказности работы, являющаяся случайной величиной.

Вероятность безотказной работы – универсальная качественная характеристика, она пригодна как для ремонтируемого оборудования подвижного состава, так и для неремонтируемого.

Для учёта специфики эксплуатации различных видов оборудования кроме универсальной характеристики существуют индивидуальные. Например, для невосстанавливаемого оборудования применяется понятие наработки до отказа:

$$T = \frac{\sum_{i=1}^k T_i - N_i}{N_0}, \quad (1)$$

где $k = t/\Delta t$ – число регистрации отказов; N_i – число единиц подвижного состава, отказавших в i -м интервале наблюдений; T_i – время безотказной работы.

Оценку надёжности оборудования, не отказавшего к данному времени и продолжающего безотказно работать, выполняют по параметру интенсивности отказов:

$$\lambda(T) = \frac{\Delta N(t)}{N_0 \Delta t P(t)}, \quad (2)$$

где $N_0 P(t)$ – число исправно работающих единиц оборудования ЭПС в момент t .

По анализу зависимости $\lambda(t)$ можно выделить три характерных периода изменения интенсивности отказов оборудования от времени или его

пробега: приработочный, нормальной эксплуатации, процесс старения.

Для восстанавливаемого или ремонтируемого оборудования ЭПС, к которому следует отнести тяговый электродвигатель, определяют не наработку до отказа, как при оценке надёжности невосстанавливаемых устройств, а, учитывая, что ремонтов может быть несколько, рассчитывают наработку на отказ:

$$T_0 = \frac{\sum_{i=1}^{N_0} \sum_{j=i}^{m_i} t_j}{\sum_{i=1}^{N_0} m_i}, \quad (3)$$

где N_0 – число единиц оборудования на начало эксплуатации; m_i – число единиц оборудования, отказавших за время t_{ij} ; t_{ij} – время работы оборудования между предыдущими i и последующими j отказами.

Наработка восстанавливаемого оборудования на отказ служит мерой его безотказной работы. Оценкой изменений безотказной работы восстанавливаемого оборудования является параметр его потока отказов, который определяют как отношение числа отказов оборудования за достаточно малый интервал времени t и пробега L к общему числу N единиц этого оборудования и выбранному интервалу t или L :

$$W(t) = \frac{\sum_{i=1}^{N_0} m_i(t + \Delta t) - \sum_{i=1}^{N_0} m_i(t)}{N_0 \Delta t}. \quad (4)$$

Зная $W(t)$ или среднее значение отказа по результатам эксплуатации, можно найти вероятность безотказной работы:

$$P(L) = e^{-m_{cp}(L)}. \quad (5)$$

Полученные аналитические выражения для параметров наработки на отказ, потока отказов и вероятности безотказной работы позволили сформулировать принципы методики статистической обработки фактического материала по отказам тяговых электродвигателей ДК-106, УРТ-110, 1ДТ-003, определить количественные характеристики надёжности и сделать обоснованное заключение по выбору способов и средств, направленных на совершенствование технологии ремонта и методов эксплуатации тяговых электродвигателей.

На рис.1 и 2 приведены статистические функции распределения вероятности безотказной работы тяговых электродвигателей УРГ-110(1),

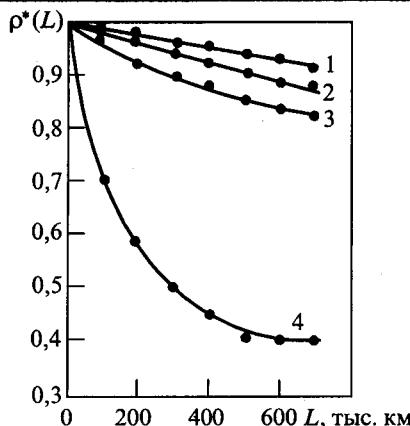


Рис.1. Кривые вероятности безотказной работы тяговых двигателей УРТ-110 (1), ДК-106 (2, 3) и ДК-103 (4) при пробеге до 700 тыс. км от времени постройки (1, 2) или после капитального ремонта (3, 4)

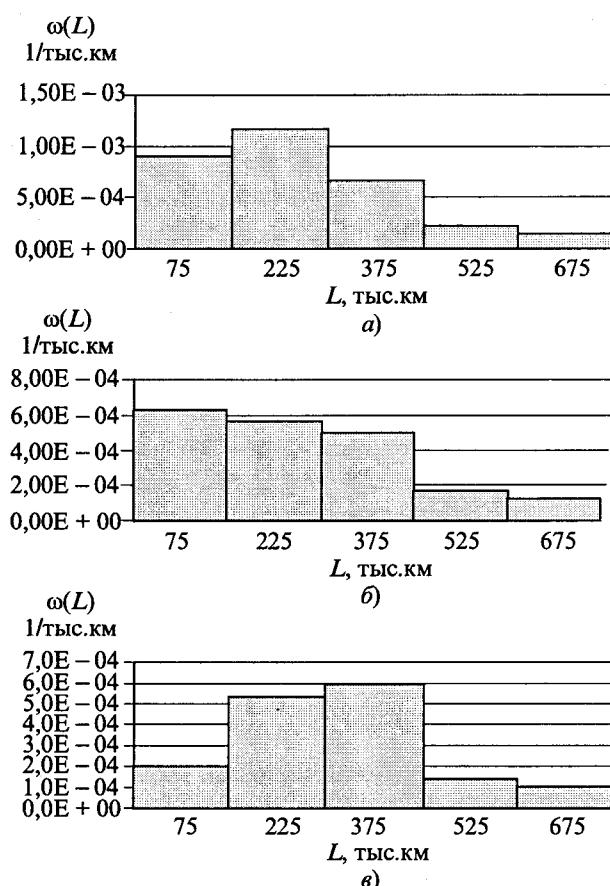


Рис.2. Диаграмма параметра потока отказов тяговых двигателей УРТ-110 (2000 г.) (а), 1ДТ-003 (2001 г.) (б) и 1ДТ-003 (2002 г.) (в)

ДК106 (2, 3) и ДК-103 (4) при пробеге 700 тыс. км от времени постройки (1, 2) или от капитально-го ремонта на ремонтном предприятии (3, 4), а также статистические функции плотностей распределения параметров потока отказов 1ДТ-003 за 2000–2003 гг., полученные по предложенной методике обработки статистического материа-

ла отказов двигателей электропоездов в эксплуатации.

Анализ статистического материала отказов двигателей электропоездов в эксплуатации показал:

- качество ремонта ТЭД на ремонтном предприятии ниже качества изготовления;

- качество ремонта на ремонтном предприятии стабильно, тенденции к его повышению прослеживаются слабо;

- велико число приработочных отказов, что косвенно свидетельствует о несовершенстве системы контроля на ремонтном предприятии, необходимо внедрить в технологический процесс ремонта ТЭД новые методы и средства контроля качественных показателей ремонтируемых электродвигателей на всех этапах его "жизни" в ремонтном цикле.

Предельное исполнение ТЭД, их универсальность для работы в различных климатических зонах, отсутствие у конструкторов систематических данных по нагрузкам и усталостным характеристикам исходных материалов, большое число поставщиков комплектующих изделий, имеющих различный уровень технологического совершенства, потребовало внедрения на ремонтном предприятии, также как на заводе-изготовителе, стартового контроля материалов и комплектующих изделий, в первую очередь узлов и деталей ТЭД, которые являются наименее надёжными в эксплуатации.

Применение средств и методов технической диагностики позволяет оценить не только состояние объекта и проанализировать его работоспособность, но и решать задачи генеза. Его результаты достаточно достоверно применительно к ТЭД показывают, что 30–45% отказов двигателей обусловлено отказами по условиям усталостной прочности, 25–30% – по условиям коммутационной устойчивости, роль электрощетки в этом процессе порой является определяющей [1].

Оценка при стартовом контроле параметров усталостных характеристик материалов, параметров надёжности комплектующих изделий обычными методами неприемлема из-за продолжительности и трудоёмкости – сроки службы отдельных деталей, узлов могут исчисляться годами. Поэтому остается единственный путь оценки надёжности на стадии подготовки производства – метод ускоренных испытаний [1].

Методика ускоренных испытаний тяговых электродвигателей и его элементов имеет свои особенности, связанные с механикой, физикой

рабочих процессов, с конструктивными и технологическими характеристиками, с их назначением и конкретной целью испытаний. Поэтому на начальной стадии выполнялись теоретические и экспериментальные исследования по выбору метода ускоренных испытаний, обладающего необходимой точностью и достоверностью результатов при минимальном объёме испытаний.

Существующие методы ускоренных испытаний материалов условно могут быть подразделены на две группы.

К первой группе относится постоянное нагружение испытуемого образца, экспериментальное определение левой ветви кривой усталости с относительно малыми долговечностями и экстраполяции кривой в правую часть с определением предела выносливости. Ускорение испытаний достигается за счёт экономии времени на испытания при напряжениях, близких к пределу выносливости. К этой группе относятся испытания по методам Вейбулла, Ивановой, Муратова и др.

Вторая группа ускоренных методов предусматривает испытания с монотонно возрастающим нагружением и оценкой предела выносливости на основе тех или иных представлений о сопротивлении усталости, в частности, на условиях суммирования усталостных повреждений. К этой группе относятся методы Про, Локати, Эномото и др.

Выполненный анализ методов ускоренных усталостных испытаний и их экспериментальная проверка на разработанном заводском стенде позволили рекомендовать для контрольных заводских испытаний принять метод Ивановой В.С., который при минимальном числе образцов позволяет получить высокую достоверность результатов усталостных испытаний.

Метод Ивановой В.С. разработан на основе гипотезы энергетического подобия усталостного разрушения и плавления металлов. За критерий усталости принимается критическое число циклов N_{kp} , вызывающее разрушение при действии критического напряжения σ_{kp} , и критическая константа усталости α_σ , численно равная разности между критическим напряжением σ_{kp} и пределом усталости σ_{-1} ; $\alpha_\sigma = \sigma_{kp} - \sigma_{-1}$.

Значение α_σ не изменяется при добавлении легирующих присадок в сталь, не зависит от термической обработки, от геометрии образца и типа напряжений (растяжение-сжатие, изгиб, кручение). Критическое число циклов N_{kp} зависит от легирующих добавок и термической обработки, но эта зависимость незначительна и ею можно пренебречь.

Значения N_{kp} и α_σ определяются по формулам:

$$N_{kp} = C_p T_S E \gamma A \frac{1}{\beta_{cp}^2}; \quad (6)$$

$$\alpha_\beta = \beta_{cp} \sqrt{\frac{\alpha_{pl} G}{C_p T_S E}}, \quad (7)$$

где C_p – удельная теплоёмкость; T_S – абсолютная температура плавления; E – модуль упругости; G – модуль сдвига; α_{pl} – скрытая теплота плавления; β_{cp} – постоянный коэффициент, равный 8,5 для всех металлов; γ – удельный вес; A – механический эквивалент теплоты.

Расчётные значения α_σ и N_{kp} согласно данным, приведённым в [1], составляют:

для стали $\alpha_\sigma = 3,1 \text{ кг}/\text{мм}^2$; $N_{kp} = 2 \cdot 10^5$ циклов;

для меди $\alpha_\sigma = 3,3 \text{ кг}/\text{мм}^2$; $N_{kp} = 8,3 \cdot 10^4$ циклов.

Для определения критического напряжения σ_{kp} при симметричном цикле нагружения проводят испытания нескольких образцов при циклах как меньше, так и больше N_{kp} на двух уровнях напряжения, которые заведомо вызывают разрушение. По этим данным в координатах σ - $\lg N$ проводят прямую и находят на ней точку, соответствующую критическому напряжению N_{kp} . Ордината этой точки дает значение σ_{kp} (τ_{kp} – для кручения). Затем определяют предел усталости по формулам:

$\tau_{-1} = \tau_{kp} - \alpha_\sigma$ – при кручении; $\sigma_{-1} = \sigma_{kp} - 2\alpha_\sigma$ – при растяжении-сжатии и изгибе, так как $\tau = \sigma/2$ для линейного напряженного состояния, присущего испытанию образцов.

В качестве примера применения этого метода рассмотрим определение предела усталости образцов из технической меди, имеющих надрез радиусом 0,12 мм. Было испытано 4 образца при числе циклов до разрушения, равном $2 \cdot 10^4$; $4,8 \cdot 10^4$; $1,8 \cdot 10^5$ и $6 \cdot 10^5$. По полученным данным построили зависимость σ - $\lg N$ (рис.3) и определили значение напряжения, которое соответствует числу циклов $N_{kp} = 3,3 \cdot 10^4$. В данном случае $\sigma_{kp} = 10,3 \text{ кг}/\text{мм}^2$. Предел усталости равен $\sigma_{-1} = \sigma_{kp} - 2\alpha_\sigma = 10,5 - 6,6 = 3,9 \text{ кг}/\text{мм}^2$.

Оценку параметров надёжности комплектующих изделий рационально выполнять, используя результаты испытаний на стендах физического моделирования работы узла или элемента в условиях, максимально приближенных к условиям эксплуатации. Вариант стендса контроля параметров электроштоток показан на рис.4.

Стенд состоит из коллектора K и двух контактных колец K_1 и K_2 . Кольца и коллектор на-

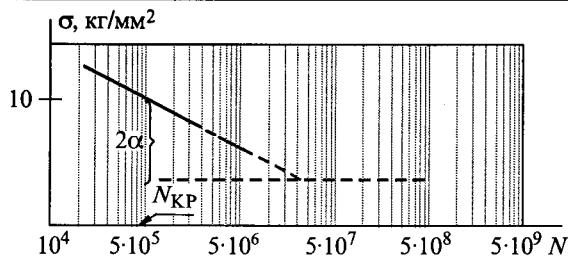


Рис.3. Экспериментальная кривая усталости

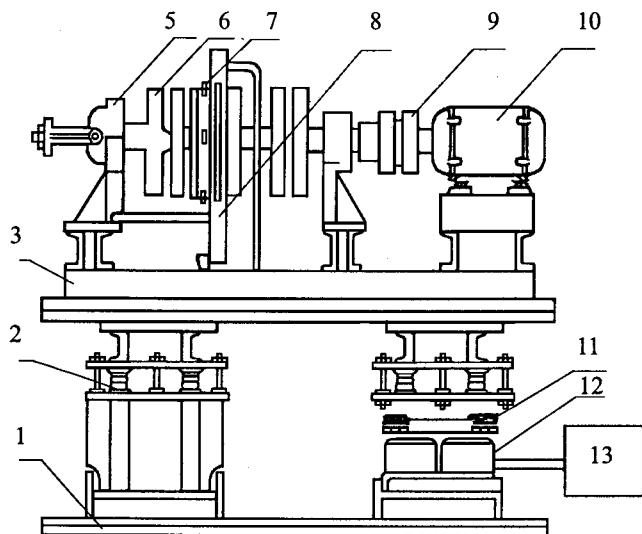


Рис.4. Вариант испытательного стенда:

1 – основание; 2 – пакет листовых рессор; 3 – инерционный стол; 5 – корпус подшипников; 6 – контактное кольцо; 7 – щёткодержатель; 8 – стойка держателя щёткодержателя; 9 – муфта; 10 – электродвигатель; 11 – якорь электромагнита; 12 – катушка электромагнита; 13 – статический ПЧ

сажены на вал, соединенный при помощи муфты с валом двигателя постоянного тока. В качестве коллектора K использован коллектор двигателя НБ-429, каждые три смежные пластины которого электрически объединены в секции. Эти секции через одну соединены между собой. Таким образом, коллектор разделен на две большие группы чередующихся пластин. Каждая группа в отдельности подключена к одному из контактных колец. Это позволяет подключить к коллектору любую индуктивность и дает возможность исследовать влияние изменения значения индуктивности на процессы коммутации в условиях динамических воздействий на щеточно-коллекторный узел. Установка предусматривает возможность моделирования щеточно-коллекторного узла ТЭД.

По коллектору можно расположить 6 щеткодержателей радиального типа. Все щеткодержатели жестко крепятся на текстолитовой травер-

се толщиной 20 мм и соединены между собой в две параллельные ветви. В первую включены все нечетные щеткодержатели, а во вторую – четные.

Описанная установка может быть использована и для исследования процессов коммутации в условиях отсутствия внешних динамических воздействий. Однако основное ее назначение – исследование работы щеточно-коллекторного узла при внешних динамических воздействиях. Для этого установка закрепляется на вибростенде. Стенд работает по принципу возбуждения вынужденных колебаний на резонансной частоте в инерционном столе 3 с помощью электромагнитного вибратора 12. В качестве упругих элементов инерционного стола используется пакет листовых рессор. Установка коллектора закрепляется жестко на инерционном столе. Изменяя значение тока электромагнитного вибратора можно регулировать амплитуду колебания инерционного стола, а при постоянной частоте

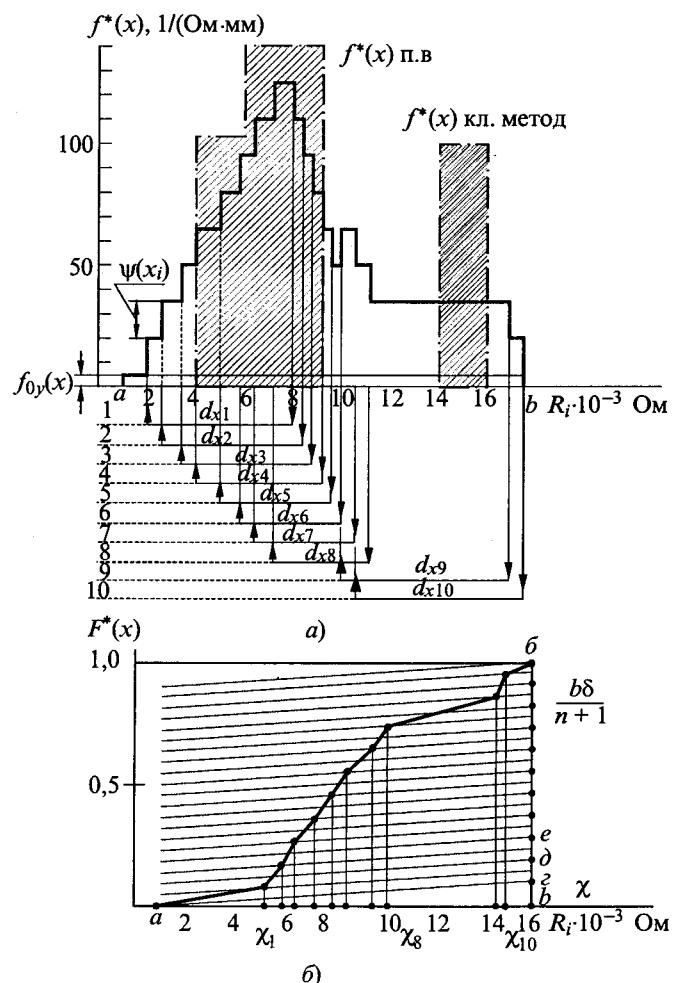


Рис.5. Статистические функции плотности распределения и функции распределения переходного сопротивления в узле заделки токоведущего канатика в теле электрощётки

колебаний и амплитуду ускорений, действующих на коллектор с установленным на нем щеткодержателем. Для регулирования частоты возмущающей силы используется статический преобразователь частоты.

Обработка статистического материала результатов испытаний выполняется с применением математических методов, которые позволяют получать достоверные результаты при малом числе опытных данных. В данном случае рационально применять метод "вкладов" и метод "уменьшения неопределенности" [2]. Вариант статистических функций плотности распределения и функции распределения переходного сопротивления в узле заделки токоведущего канатика в тело электрощётки приведён на рис.5.

На рис.5,а для сравнения приведена статистическая функция плотности распределения, построенная классическим методом. Графические зависимости наглядно показывают, что построение методом прямоугольных вкладов (п.в) функции плотности распределения даёт статистические оценки более близкие к теоретическим. Это даст основание широко использовать методы "вкладов" и "уменьшения неопределенности" не только на этапе подготовки производства, но и в процессе производства и при приёмо-сдаточных испытаниях готовой продукции.

Этап производства

Для оценки стабильности и качества пооперационного ремонта тяговых электродвигателей внедрён тестовый метод оценки активного сопротивления обмоток в холодном состоянии, индуктивного сопротивления обмоток, а также выявления межвитковых замыканий на базе аппаратно-программного диагностического комплекса, состоящего из базового блока, где установлен промышленный компьютер (системная плата PCM 4825L, оперативная память SDRAM 4Mb, жёсткий диск HDD DiSkOnChiP 32Mb, дисковод FDD 3.5 HD), источники питания, дисплей (ЖКИ – DV20 – 400S1FBLY/R), и набора сменных модулей, которые осуществляют измерение соответствующих параметров и передачу данных в компьютер базового блока.

Функционирование комплекса осуществляется под управлением программного обеспечения, часть которого расположена в компьютере базового блока, а другая часть, ответственная за измерение и передачу параметров, находится непосредственно в микропроцессорах, установленных в модулях.

Управление работой комплекса производится с помощью дистанционного пульта управле-

ния, либо с помощью стандартной клавиатуры, подключаемой к базовому блоку.

Комплекс имеет встроенную систему диагностики модулей, которая производит калибровку и настройку модулей комплекса, повышает надёжность и достоверность измерения соответствующих параметров.

Естественно, что эффективность методов и средств, повышающих качество отремонтированных электродвигателей, наибольшая, если они оказывают влияние на повышение надёжности наименее надёжного узла или элемента электрической машины. К такому узлу, как показала эксплуатация тяговых электродвигателей электропоездов, относится узел межкатушечного соединения [1].

На этапе подготовки производства были определены усталостные характеристики материала, который используется при изготовлении межкатушечного соединения обмоток магнитной цепи электродвигателя. Используя метод ускоренных испытаний, оценили предел усталости образца σ_{-1} . Если далее определить предел усталости детали σ_{-1k} , то зная значения напряжений, которые возникают в исследуемом объекте в процессе эксплуатации $\sigma_{\text{эк}}$, можно достоверно сделать заключение о надёжной работе этого узла в пределах гарантийного ресурса.

Достаточно определить эффективный коэффициент концентрации напряжений

$$K_\sigma = \frac{\sigma_{-1}}{\sigma_{-1k}} \quad (8)$$

и, умножив его на $\sigma_{\text{эк}}$, сравнить результат с допустимым напряжением по условиям усталостной прочности $[\sigma]_{\text{доп}}$:

$[\sigma]_{\text{доп}} > K_\sigma \sigma_{\text{эк}}$ – изделие надёжно;
 $[\sigma]_{\text{доп}} < K_\sigma \sigma_{\text{эк}}$ – изделие ненадёжно.

Для решения такой задачи в процессе производства в технологический процесс введена операция по проверке усталостных характеристик межкатушечных соединений.

Кинематическая схема стенда для усталостных испытаний межкатушечных соединений представлена на рис.6. Стенд собирается внутри магнитной системы ТЭД. Он устанавливается на основании, которое жестко крепится к основу ТЭД. На основании с помощью шарнира крепится сердечник электромагнита 4 и стойки 5, которые предназначены для закрепления упругого элемента 6 с якорем электромагнита 7. К якорю электромагнита и межкатушечному соединению крепится тяга 8. Представленная конструкция стенда позволяет проводить усталост-

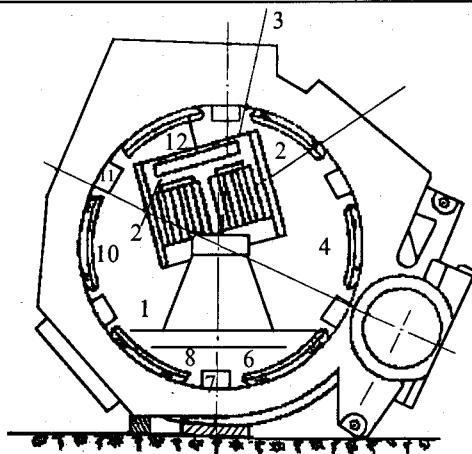


Рис.6. Стенд для усталостных испытаний межкатушечных соединений

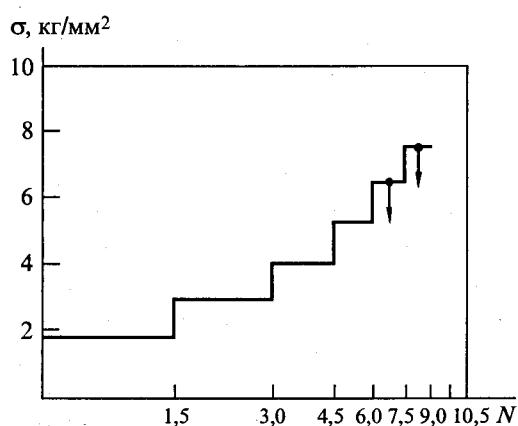


Рис.7. Диаграмма нагружения выводов ГП12-10 и ГП12-2 при усталостных испытаниях

ные испытания межкатушечных соединений главных и дополнительных полюсов. Достоинство такого стенда заключается в том, что испытания можно проводить на натурных образцах, причём воздействующими факторами могут быть не только механические нагрузки, но и токовые, что достигается пропусканием тока по обмоткам магнитной системы ТЭД.

Усталостные испытания межкатушечных соединений проводятся при ступенчатом повышении амплитуды напряжений (метод Локатти). Изменение амплитуды напряжений в процессе проведения испытаний достигается регулированием электрического напряжения, подводимого к обмотке электромагнита. Диаграмма нагружения выводов представлена на рис.7.

В общем случае любой механический элемент ТЭД может быть в первом приближении выражен эквивалентной демпфированной линейной упруго-массовой системой с определённой механической добротностью и резонансной часто-

той, подверженной действию случайных возмущений, а идеализированная модель ТЭД может быть получена путём объединения аналогичных, не зависящих друг от друга элементарных упругомассовых моделей. Поскольку в эксплуатации возмущения имеют случайный характер, то возникают задачи выбора имитируемых в заводских условиях вибрационных нагрузок, эквивалентных нагрузкам в условиях эксплуатации, и проблема их воспроизведения. Практическую реализацию данной гипотезы рассмотрим на примере межкатушечных соединений.

В качестве условия эквивалентности испытательного и эксплуатационного вибрационных воздействий на механическую систему примем равенство двух случайных величин – энергий процессов, обусловленных случайными колебаниями ТЭД при испытаниях и эксплуатации $E_{\text{ст}} = E_{\text{эксп}}$. Оценить энергию рассматриваемого процесса за интервал времени можно интегрированием как квадрата функции времени этого процесса на данном интервале, так и квадрата модуля изображения Фурье процесса по всем частотам [1,3].

Спектральная плотность процесса $S(\omega)$ связана с изображением Фурье зависимостью

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |F(j\omega)|^2, \quad (9)$$

где $\omega = 2\pi f$.

В работах, выполненных совместно с сотрудниками Московского института инженеров транспорта, подтверждено, что вибрационный процесс в эксплуатации является стационарным и обладает свойством эргодичности при постоянной скорости движения локомотива. Если искусственно созданный имитирующий эксплуатационный испытательный вибрационный процесс также будет однородным во времени (статистические характеристики испытательного процесса – плотность распределения и спектральная плотность ускорений поддерживают неизменными в течении всего периода испытаний), то спектральные плотности таких процессов на входе и выходе линейных систем взаимосвязаны амплитудно-частотной характеристикой этой системы следующим образом:

$$G_{\text{вых}}(f) = |W(f)^2 G_{\text{вх}}(f)|, \quad (10)$$

где $G_{\text{вх}}(f)$ – спектральная плотность ускорения на входе (узел моторно-осевых подшипников по ГОСТ 2582-81); $G_{\text{вых}}(f)$ – спектральная плотность на выходе (на элементе тягового электродвигателя, например, межкатушечное соединение, ка-

тушка полюса, якорь и т.п.); $W(f)$ – амплитудно-частотная характеристика механической системы "вход-выход".

Амплитудно-частотные характеристики элементов ТЭД в общем случае следует описать статистически. Тогда в выражении (10) величина $G_{\text{вых}}$ будет случайной при каждом фиксированном значении частоты.

Используя энергетическую форму интеграла Фурье, выразим мощность P и энергию E процессов, обусловленных случайными колебаниями элементов ТЭД, через спектральную плотность в $G(f)$ в виде

$$P = \int_0^f G(f) df; \quad E = \int_0^t P(t) dt, \quad (11)$$

где t – время действия вибрационных нагрузок; f_v – верхняя частота вибрационных нагрузок.

Переходя от интегрирования к суммированию и используя соотношение (9), запишем общий принцип равенства энергий процессов, обусловленных случайными колебаниями элементов при испытаниях и в эксплуатации, в виде

$$\begin{aligned} & \left\{ \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{i=1}^N |W(f)|^2 G_{\text{вх.экс}}(f_i) \Delta f_i \right\} T_{\text{экс}} = \\ & = \left\{ \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{i=1}^N |W(f_i)|^2 G_{\text{вх.ст}}(f_i) \Delta f_i \right\} T_{\text{ст}}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $|W(f)|$ – значение ординаты соответствующей частоты f_i амплитудно-частотной характеристики системы передачи вибрации от узла моторно-осевого подшипника к элементам ТЭД; $G_{\text{вх.экс}}(f_i)$, $G_{\text{вх.ст}}(f_i)$ – значения при частоте f_i спектральных плотностей ускорений узла моторно-осевого подшипника ТЭД; $T_{\text{экс}}$ и $T_{\text{ст}}$ – продолжительности воздействия вибрации соответственно в эксплуатации и при испытаниях.

Из выражения (11) можно определить степень форсирования виброиспытаний ТЭД как

$$k = \frac{T_{\text{экс}}}{T_{\text{ст}}} = \frac{\lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{i=1}^N |W(f_i)|^2 G_{\text{вх.ст}}(f_i) \Delta f_i}{\lim_{\Delta f \rightarrow 0} \sum_{i=1}^N |W(f)|^2 G_{\text{вх.ст}}(f_i) \Delta f_i}. \quad (13)$$

Поскольку в процессе стендовых испытаний апробируется натурный объект, то за достаточный критерий подобия условий эксплуатации и заводских виброиспытаний можно принять равенство виброускорений, которое является отражением подобия по данному параметру, условий испытаний и эксплуатации объекта.

На ранних этапах становления ремонтного производства в заводских условиях качество ремонта оценивалось субъективно. Инженерно-технический персонал при оценке качества ремонта ориентировался только на свои ощущения, прежде всего на слуховые. Качество ремонта на этом этапе практически всегда определялось опытом и знаниями инженерно-технического персонала, а для отыскания дефектов в машине использовались простейшие приспособления, например, деревянный сухой стержень, стетоскоп, часовой индикатор и т.п.

Многие годы органы зрения и слуха были непревзойдёнными измерительными инструментами. В акустике даже единицы измерения шума и вибраций были выбраны с учётом особенностей восприятия органов слуха человека. Соответственно и диагностические задачи, решаемые акустическими методами, имели глубину решения, которую можно достичь, используя основные возможности слуха. В этих условиях доля вибродиагностических измерений в диагностике не превышала 50%, а качество диагностики определялось опытом и знаниями специалистов. И в настоящее время на заводах и депо ещё работают эксперты, делающие оценку классов коммутации тяговых электродвигателей, используя зрительные способности глаза эксперта.

Для повышения эффективности диагностирования работы подшипниковых узлов на заводе внедряются системы вибродиагностики типа "Прогноз-1".

Оценка технического состояния подшипников производится путём определения относительной количественной оценки (ОКО) развития основных дефектов на базе спектрального анализа огибающей случайного процесса виброускорений в различных точках подшипников узла:

- бой вала (повышенная вращающаяся нагрузка на подшипник, неуравновешенность ротора, обкатывание наружного кольца);

- неоднородный радиальный натяг (является обычно дефектом сборки, в частности, следствием посадки подшипника на вал, диаметр которого больше допустимого, перекоса вращающегося кольца, повышенной осевой нагрузки на подшипник);

- перекос наружного кольца (возникает обычно при монтаже подшипника и из-за дефектов посадочного места);

- износ наружного кольца (почти всегда происходит локально, изменяя коэффициент трения качения на отдельных участках поверхности наружного кольца);

- раковины (трещины) на наружном кольце (диагностические признаки раковины и трещины практически совпадают);
- износ внутреннего кольца (как правило происходит локально, но зона повышенного коэффициента трения захватывает область, превышающую расстояние между точками контакта ближайших двух тел качения);
- раковины на внутреннем кольце;
- износ тел качения и сепаратора (относится к наиболее опасным дефектам, так как развивается достаточно быстро);
- раковины и сколы на телах качения (относится к числу наиболее опасных и наиболее быстро развивающихся дефектов);
- дефекты группы поверхностей качения;
- проскальзывание кольца в посадочном месте (является достаточно редким дефектом и может обнаруживаться лишь в том случае, если проскальзывание происходит в момент измерения вибрации);
- недостаток смазки (дефекты смазки).

Этап контроля стабильности и качества ремонта

На данном этапе рационально использовать тестовый метод диагностирования, который традиционно сложился на основе приёмо-сдаточных испытаний в соответствии с ГОСТ 2582-81. С целью повышения эффективности результатов приёмосдаточных испытаний разработана и внедрена автоматизированная и компьютеризированная система испытаний ТЭД. Ресурсосберегающий принцип нагружения сохранён, но его эффективность повышена за счёт замены электромашинных преобразователей энергии статическими преобразователями, выполненными на базе полууправляемых полупроводниковых приборов. Создание испытательной станции на таких принципах позволило повысить достоверность испытаний. Создан банк данных по параметрам испытуемых машин, рассмотрение которых в функции времени позволило создать и

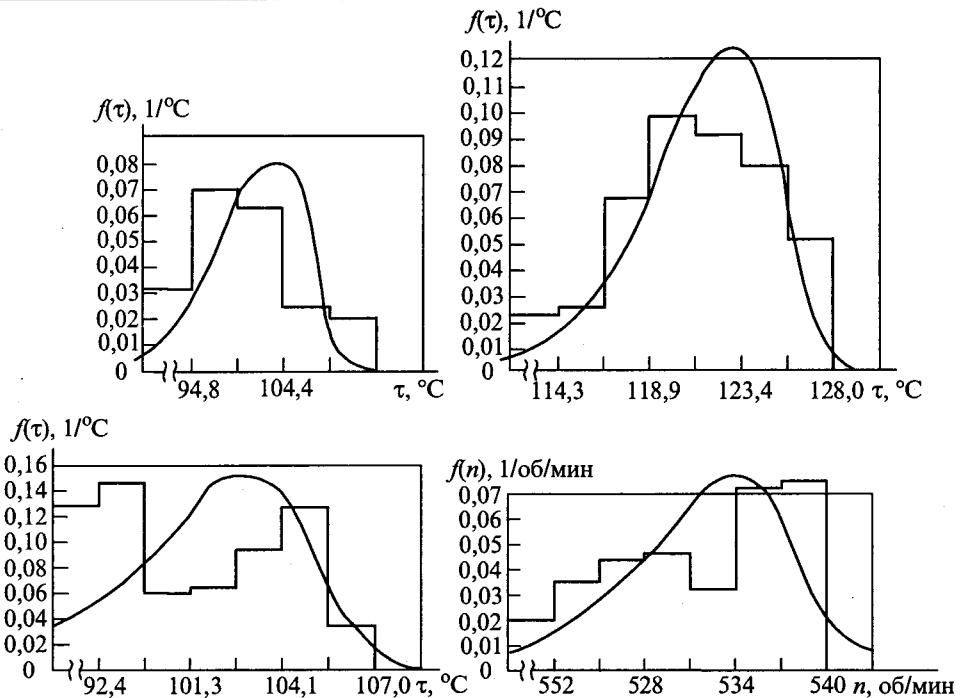


Рис.8. Обработка результатов приёмо-сдаточных испытаний

внедрить комплексную систему оценки стабильности и качества ремонта ТЭД.

Выполненные работы на заводе позволили сделать заключение, что ремонт ТЭД на заводе можно признать изученным и установившимся, поэтому для предопределения показателей надёжности для вновь ремонтируемых двигателей достаточно исследовать параметры распределений начальных характеристик ТЭД, когда закон распределения уже известен [4].

В качестве меры расхождения параметров распределения можно использовать коэффициенты вариации, определяемые как отношение среднего квадратического отклонения σ к математическому ожиданию M : $\Phi = \sigma/M$.

На рис.8 приведены графики обработки результатов приёмосдаточных испытаний, которые можно систематизировать в зависимости от календарного времени изготовления двигателя и привести к одному показателю – коэффициенту вариации, как относительной мере стабильности ремонта тяговых двигателей. Анализ сравнения средних квадратических отклонений со средними значениями даёт возможность использовать результаты приёмосдаточных испытаний не только для определения вероятности исправленного состояния серийных тяговых двигателей, но и для вновь ремонтируемых, ошибки в предопределении показателей надёжности при рас-

чёте вероятности нормального функционирования ТЭД будет незначительной.

Внедрение статистической системы контроля качества ремонта ТЭД позволит обосновать допуски на сборочные единицы ТЭД в процессе выполнения заводского ремонта.

Условие электрического равновесия для ТЭД постоянного тока при установившемся режиме работы

$$U = C\Phi + I \Sigma R,$$

где U – напряжение на зажимах двигателя, В; $C\Phi$ – магнитный поток, В/об/мин; I – ток двигателя, А; ΣR – сопротивление цепи двигателя, Ом.

Скоростная электромеханическая характеристика ТЭД определяется соотношением

$$n = \frac{U - I \Sigma R}{C\Phi}.$$

Поэтому скорость двигателя является функцией величин $U, I, \Sigma R, \Phi$ со случайными их отклонениями от номинальных значений. Для исследования стабильности характеристик представим $n, I, \Sigma R, U$ в виде суммы двух величин

$$n = \bar{n} \pm t\sigma_n; \quad n = \bar{I} \pm t\sigma_I; \quad \Sigma R = \bar{\Sigma R} \pm t\sigma_{\Sigma R};$$

$$\Phi = \bar{\Phi} \pm t\sigma_{\Phi}; \quad U = \bar{U} \pm t\sigma_U,$$

где буквы с горизонтальной чертой означают номинальные значения соответствующих величин, а σ_i – их стандартные отклонения.

При этом считаем, что величина σ_I обусловлена погрешностью измерения тока двигателя.

На основании выражения для скоростной характеристики найдём, что приращение частоты вращения ТЭД, ограничиваясь первой степенью приращения переменных U, R, Φ и I , определится как

$$dn = \frac{\partial n}{\partial U} dU + \frac{\partial n}{\partial R} dR + \frac{\partial n}{\partial I} dI + \frac{\partial n}{\partial \Phi} d\Phi. \quad (17)$$

В таком случае на основании того, что случайное значение функции n независимых переменных, имеющих случайное приращение, может быть представлено через её стандартное отклонение, и на этом основании получить дисперсию скорости частоты вращения якоря, равной

$$\sigma_n^2 = \left(\frac{\partial n}{\partial U} \right)^2 \sigma_U^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial \Phi} \right)^2 \sigma_{\Phi}^2 + \\ + \left(\frac{\partial n}{\partial (\Sigma R)} \right)^2 \sigma_{\Sigma R}^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial I} \right)^2 \sigma_I^2. \quad (18)$$

Из уравнения для скоростной характеристики находим, что

$$\frac{\partial n}{\partial U} = \frac{1}{C\Phi}; \quad \frac{\partial n}{\partial \Phi} = -\frac{U - I \Sigma R}{C\Phi^2}; \\ \frac{\partial n}{\partial (\Sigma R)} = -\frac{I}{C\Phi}; \quad \frac{\partial n}{\partial I} = -\frac{\Sigma R}{C\Phi}. \quad (19)$$

Тогда, подставив найденные значения в равенство для дисперсии частоты вращения, после извлечения корня получим

$$\sigma_n = \sqrt{\left(\frac{1}{C\Phi} \right)^2 \sigma_U^2 + \left(\frac{\bar{U} - \bar{I} \Sigma \bar{R}}{C\bar{\Phi}^2} \right)^2 \sigma_{\Phi}^2 + \\ + \left(\frac{\bar{I}}{C\bar{\Phi}} \right)^2 \sigma_{\Sigma R}^2 + \left(\frac{\Sigma \bar{R}}{C\bar{\Phi}} \right)^2 \sigma_I^2}. \quad (20)$$

Из этой формулы следует, что отклонение скоростной характеристики тягового двигателя есть величина переменная, зависящая от режима работы двигателя, относительно которого это отклонение определяется.

Поскольку согласно ГОСТ 2582-81 нормируются отклонения скоростной характеристики тяговых двигателей для номинальной мощности, то коэффициенты перед дисперсиями параметров ТЭД в выражении σ_n должны представлять собой значения квадратов частных производных, определённых при математических ожиданиях параметров, соответствующих часовому режиму работы двигателя. Иными словами, типовая характеристика ТЭД есть математическое ожидание его характеристики, относительно которой располагаются все возможные характеристики при заданном режиме работы двигателя.

Внедрение на заводе универсального компьютеризированного стенда испытаний ТЭД позволит получить статистические характеристики скоростных характеристик и на их основании обосновать допуски на сборочные единицы ремонтируемых двигателей. Априори можно утверждать, что наибольшее влияние на стабильность скоростных характеристик имеют отношения параметров магнитной системы тяговых машин, допуски на эти параметры должны выполняться с особой тщательностью. Должен быть наложен текущий контроль за размером основного воздушного зазора, качественным креплением сердечников главных полюсов и точностью установки щёток на нейтраль.

Выполненный системный анализ современных методов и средств технической диагности-

ки и вариантов оценок параметров надёжности ТЭД на различных этапах изготовления и эксплуатации, экспериментальная привязка в заводских условиях их эффективности и целесообразности позволили разработать основы методологии комплексной статистической системы контроля качества ремонта ТЭД электропоездов на ремонтном предприятии и обеспечить ее внедрение.

Список литературы

1. Исаев И.П., Матвеевичев А.И., Козлов Л.Г. Ускоренные испытания и прогнозирование надёжности электрообору-

дования локомотивов. М.: Транспорт, 1984.

2. Горчаков Е.В., Исаев И.П., Козлов Л.Г., Осипов С.И. Рациональные режимы вождения поездов и испытания локомотивов. М.: Транспорт, 1984.

3. Козлов Л.Г. Выбор метода диагностики тяговых электродвигателей электроподвижного состава // Віснік східноукраїнського національного університету, науковий журнал технічні науки. Сер. Транспорт. 2003. 2 № 9(67).

4. Жуликов В.Н., Литвинов А.Н., Козлов Л.Г. Комплексная статистическая система контроля качества ремонта тяговых электродвигателей // Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции "Состояние и перспективы развития электроподвижного состава." Новочеркасск, 2003. С.222–223.

Исследование поправочных коэффициентов при анализе электромагнитного поля в массивных ферромагнитных частях электрических машин и электроустановок

БРЖЕЗИНСКИЙ Р.

Представлены результаты экспериментальных исследований поправочных коэффициентов, учитывающих изменение магнитной проницаемости в направлении глубины ферромагнитных материалов и применяемых для расчётов электромагнитного поля. Исследования проведены для режимов пуска асинхронных двигателей с помощью индукционных реостатов, стальные сердечники которых имеют две различные конфигурации - трубообразную и стержневую, характеризующиеся соответственно проникновением плоской и цилиндрической электромагнитной волны.

Анализ электромагнитного поля в массивных ферромагнитных (стальных) частях электрических машин, аппаратов и электроустановок является трудной задачей из-за нелинейности характеристик намагничивания. В инженерных расчетах наиболее широко применяется экспериментально-теоретический метод, основанный на предположении, что магнитные характеристики среды линейны. Решение, в котором учтено, что магнитная проницаемость является функцией напряженности магнитного поля, дано в [1,2]. Согласно концепции [3–5] изменение магнитной проницаемости от глубины проникновения электромагнитный волны можно учитывать с помощью полуэмпирических постоянных поправочных коэффициентов, которые связывают значения проницаемости на поверхности тела и эквивалентной проницаемости, соответствующей заранее неизвестной напряженности магнитного поля в глубине данного тела.

The paper presents the results of experimental investigations on correction factors which take into consideration the changing of ferromagnetic materials internal permeability and are applied for electromagnetic field calculation. The tests were carried out for the slip ring induction motor started by induction rheostats, which steel cores have two different configurations - tube and bar types correspondingly subjected to penetration of a flat and cylindrical electromagnetic wave.

Актуальность анализа электромагнитного поля в массивных ферромагнитных телах возросла в связи с общим развитием электромашиностроения и, в частности, с применением индукционных пускателей (ИП) для асинхронных двигателей (АД) с фазным ротором, проводимых в России, Польше и других странах [6–8]. Работы, выполненные в этом направлении в Институте электромашинных систем Вроцлавского политехнического университета, имели целью определение поправочных коэффициентов для анализа электромагнитного поля в сердечниках ИП, выполненных из конструкционной стали различных марок. К сожалению, значения поправочных коэффициентов, рекомендуемые в [9], не соответствуют требованиям точности определения активного и реактивного сопротивления ИП. Кроме того, при конструировании ИП с толщиной сердечников, соизмеряемой с глубиной проникновения волны при определённых

скольжениях АД, использование метода разложения напряженности магнитного поля в попечном сечении конструкции не позволяет применять зависимость между проницаемостью на поверхности и проницаемостью эквивалентного замещения, полученную для ферромагнитного полупространства в [3].

Проведенные экспериментальные исследования поправочных коэффициентов, используемых в теории электромагнитного поля для определения активной и реактивной мощностей, позволили уточнить расчет электромагнитных конструктивных параметров ИП, а также пусковых характеристик АД. Полученные результаты исследований для глубин проникновения двусторонней плоской и цилиндрической волн могут быть использованы для анализа электромагнитного поля в стальных нешихтованных частях и конструкциях электрических машин и аппаратов.

Метод исследований

Поправочными коэффициентами являются: N_r – для активного сопротивления и поверхностной плотности активной мощности p_s ; N_x – для реактивного сопротивления и поверхностной плотности реактивной мощности q_s . Они находятся путем сравнения p_s и q_s , рассчитанных при $\mu = \text{const}$, с реальными p_s и q_s , полученными экспериментально при $\mu = \text{var}$.

При исследовании были приняты следующие допущения:

- материал элементов и узлов конструкций – магнитно-однородная и изотропная сталь;
- удельное сопротивление материала постоянно;
- магнитная проницаемость – действительное число;
- величины p_s и q_s (составляющие вектора Пойтинга) определяются из выражений, записанных для двустороннего проникновения соответственно плоской волны

$$p_{sd} = H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{rdl}; \quad q_{sd} = H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{xdl}; \quad (1)$$

и цилиндрической волны

$$p_{cd} = H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{rcl}; \quad q_{cd} = H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{xcl}, \quad (2)$$

где H_s – напряженность магнитного поля на поверхности тела (действующее значение); ρ – удельное сопротивление материала (стали);

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu_0 \mu_s}} \quad (3)$$

– эквивалентная глубина проникновения волны;

ω – частота изменения поля; μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; μ_s – относительная магнитная проницаемость материала на поверхности (для действующего значения напряженности магнитного поля);

$$m_{rdl} = \frac{\sin v - \sin v}{\cos v + \sin v}; \quad m_{xdl} = \frac{\sin v + \sin v}{\cos v + \sin v}; \quad (4)$$

$$m_{rcl} = \sqrt{2} \frac{\text{ber } w \text{ ber}'w + \text{bei } w \text{ bei}'w}{\text{ber}^2 w + \text{bei}^2 w}; \quad (5)$$

$$m_{xcl} = \sqrt{2} \frac{\text{bei } w \text{ ber}'w - \text{ber } w \text{ bei}'w}{\text{ber}^2 w + \text{bei}^2 w}; \quad (6)$$

$$v = \frac{\alpha}{\delta}; \quad w = \frac{d}{\sqrt{\delta}}; \quad (7)$$

a и d – соответственно толщина плиты и диаметр стержня.

Вводя в равенстве (3) эквивалентную проницаемость, определяемую через коэффициент Германа N выражением $\mu_z = N^2 \mu_s$ [4], получаем понятие действительной глубины проникновения [3]

- для активного сопротивления и активной мощности: $\delta_r = \delta/N_r$;
- для реактивного сопротивления и реактивной мощности: $\delta_x = \delta/N_x$.

Согласно изложенному равенства (1), (2) принимают вид

- для двустороннего проникновения плоской волны:

$$p_{sd} = N_{rd} H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{rd}; \quad q_{sd} = N_{xd} H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{xd}; \quad (8)$$

– для цилиндрической волны:

$$p_{sc} = N_{rc} H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{rc}; \quad q_{sc} = N_{xc} H_s^2 \frac{\rho}{\delta} m_{xc}, \quad (9)$$

где m_{rd} , m_{xd} , m_{rc} , m_{xc} – значения функций m_{rdl} ,

m_{xdl} , m_{rcl} , m_{xcl} для аргументов $\frac{N_{rd} d}{\delta}$, $\frac{N_{xd} d}{\delta}$,

$\frac{N_{rc} d}{\sqrt{\delta}}$, $\frac{N_{xc} d}{\sqrt{\delta}}$ соответственно.

Результаты исследований положены в основу расчётов ИП. Для обеспечения одинакового значения H_s вдоль магнитного пути сердечников ярма выполнены из трансформаторной стали, обмотки – в виде цилиндрических катушек, соединенных в звезду. Исследования проведены для сердечников, данные которых представлены в таблице [8].

Для получения эффекта двустороннего проникновения плоской волны в трубах (поз. 1, 2, 3 таблицы) вырезана продольная щель шириной

№	Размер поперечного сечения, мм	Марка стали	Химический состав					$\rho \cdot 10^{-8}$ для (273–75) К	Примечания
			C	Mn	Si	P	S		
1.	$\varnothing 96,0/12,5$	R 35	0,100	0,42	0,18	0,032	0,058	24,2	Трубы $\Delta = 0,01$ м
2.	$\varnothing 94,3/7,8$		0,170	0,53	0,20	0,016	0,047	22,8	
3.	$\varnothing 95,2/4,3$		0,170	0,28	Следы	0,013	0,040	18,1	
4.	$\varnothing 10,0$	St 3s	0,110	0,38	Следы	0,025	0,038	17,0	Прутья
5.	$\varnothing 19,8$		0,225	0,44	Следы	0,018	0,055	23,4	
6.	$\varnothing 10,0$	St 5s	0,160	0,36	Следы	0,020	0,042	16,9	
7.	$\varnothing 20,0$		0,305	0,60	0,16	0,022	0,051	17,4	

$\Delta = 0,01$ м. Одна из катушек имеет дополнительную измерительную обмотку с числом витков z , равным числу витков главной обмотки (возбуждения). На основании измерений активной мощности P_2 и реактивной мощности Q_2 для тока возбуждения $I = \text{var}$ и частоты $f = \text{var}$ в пределах 10–50 Гц определены:

– поверхностная плотность активной и реактивной мощности $p_s = \frac{P_2}{S}$, $q_s = \frac{Q_2}{S}$;

– действующее значение напряженности магнитного поля в сердечнике $H_s = \frac{Iz}{h_r}$,

где S – поверхность проникновения электромагнитной волны; z – число витков обмотки возбуждения ($z = 400$); h_r – высота сердечника ($h_r = 0,498$ м).

Температура сердечника во время измерений поддерживалась в пределах $(273 \div 75) \pm 5$ К. На основании зависимостей p_s и q_s от магнитной проницаемости [равенства (8), (9)] величины N_r и N_x определяются аналитическо-графическим методом [3]. С этой целью были использованы вспомогательные зависимости, которые после преобразований равенств (8), (9) записываются в общем виде:

$$\frac{p_s d}{H_s^2 \rho} = N_r \frac{d}{\delta} m_r = \frac{d}{\delta_r} m_r = \varphi_r(d/\delta);$$

$$\frac{q_s d}{H_s^2 \rho} = N_x \frac{d}{\delta} m_x = \frac{d}{\delta_x} m_x = \varphi_x(d/\delta). \quad (10)$$

На основании измерений p_s , $q_s = f(H_s)$ при $f = \text{var}$ для определенной конструкции сердечника рассчитываются величины φ_r , φ_x и их аргументы d/δ . Проницаемость μ_s определена из характеристик $\mu = f(H)$ [8], которые для многих видов конструкционной стали и напряженности полей $H > 100 \cdot 10^2$ А/м практически не отличаются.

Аналогичным образом из равенств (1), (2) определяются вспомогательные зависимости, которые для сердечника с диаметром d записываются в виде:

$$\frac{p_s d}{H_s^2 \rho} = \frac{d}{\delta} m_{rl} = \psi_r(d/\delta); \quad \frac{q_s d}{H_s^2 \rho} = \frac{d}{\delta} m_{xl} = \psi_x(d/\delta). \quad (11)$$

Поскольку коэффициенты N_r и N_x , определяются при условии, что поверхностные плотности активной и реактивной мощности рассчитаны при $\mu = \text{const}$ (см. зависимости ψ_r и ψ_x) и соответствуют действительным значениям p_s , q_s , то решение находится из соотношения аргументов при $\psi_r = \varphi_r$ и $\psi_x = \varphi_x$. Из сравнения характеристики при $d/\delta = \text{var}$ находится ряд точек, определяющих кривые N_r , $N_x = f(d/\delta)$ для рассматриваемого сердечника. Поступая аналогично для других типов сердечника, отличающихся размером d и видом проникновения волны (таблица), получаем кривые N_{rd} , $N_{xd} = f(d/\delta)$, а также N_{rc} , $N_{xc} = f(d/\delta)$.

Результаты исследований

Найденные поправочные коэффициенты для плоской и цилиндрической волны являются справедливыми для ферромагнитных узлов и конструкций электрических машин, имеющих различие в химическом составе материалов.

Полученные результаты исследований свидетельствуют, что широко используемый способ учёта изменений магнитной проницаемости в направлении глубины массивных ферромагнитных компонентов с помощью постоянных коэффициентов $N_r = 1,3 \div 1,5$ и $N_x = 0,8 \div 0,9$ является справедливым лишь при достаточно больших значениях d/δ . Для ферромагнитных частей электрических машин с размером d , сравнимым с глубиной проникновения поля δ , значения коэффициентов N_r и N_x не являются постоянными, а изменяются в зависимости от d/δ в достаточно широком диапазоне (рисунок).

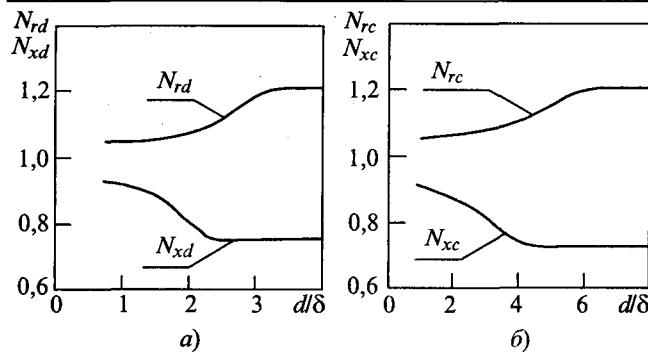


Рис.1. Кривые поправочных коэффициентов N_r , $N_x = f(d/\delta)$:

а – для двустороннего проникания плоской волны; б – для цилиндрической волны

Согласно предложенному методу нахождения N_r , N_x , значения коэффициентов m_r и m_x необходимо рассчитывать для отношения размера d к действительным глубинам проникновения δ_r и δ_x , определяемым из (7). В этом случае кривая зависимости $m_x = f(d/\delta)$ сдвигается в направлении больших значений аргумента d/δ по сравнению с аналогичной кривой при $\mu = \text{const}$, приведённой в [4].

Определение поправочных коэффициентов с помощью данного метода позволяет на 20–30% повысить точность расчетов и оптимизировать конструкцию массивных ферромагнитных частей электрических машин, аппаратов и электроустановок.

Выводы

1. Анализ электромагнитного поля в массивных ферромагнитных телах при $\mu = \text{const}$, а также при изменении μ от глубины проникновения поля, с помощью постоянных коэффициентов N_r и N_x является правомерным при условии, что данное тело имеет достаточно большой размер d по сравнению с глубиной проникновения волны δ .

2. Для элементов и конструкций с двусторонним проникновением плоской волны, когда $d/\delta < 3$, а также цилиндрической волны при $d/\delta < 6$, значения коэффициентов N_r и N_x зависят от соотношения d/δ согласно рисунку.

3. Для исследуемой конструкционной стали с учётом $\mu = \text{var}$ поправочные коэффициенты в области, независимой от d/δ : $N_{rd} = 1,21$, $N_{xd} = 0,75$; $N_{rc} = 1,20$, $N_{xc} = 0,72$, что значительно меньше рекомендуемых коэффициентов в [8], где принято $\mu = \text{const}$.

Список литературы

- Нейман Л.Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М.: Госэнергоиздат, 1948.
- Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. М.: Высшая школа, 1978.
- Herman B. Rozruszniki wiroprowadowe o rdzeniach wielokrotnych // Komunikat. IUE, PW. 1975. № 58.
- Turowski J. Elektrodynamika techniczna. WNT Warszawa, 1968.
- Zakrzewski K. Praktyczna metoda obliczania mocy czynnej i biernej w masywnym zelazie // Rozprawy Elektrot. 1975. 21, № 1.
- Мурзаков А.Г., Глухарёв А.Ю. Исследование индукционных устройств параметрического пуска асинхронных двигателей // Электрические станции. 1988. № 10.
- Абрамов А.Г. Размерный ряд индукционных автоматических реостатов для электродвигателей с фазным ротором // Электротехника. 1965. № 12.
- Kedzior W. Wyznaczenie i analiza parametrow rozrusznika wiroprowadowego // Prace IUE PW. Studia i Materiały. 1969. № 1.
- Turowski J. Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych. WNT Warszawa, 1982.

Бржезинский Ришард – доцент кафедры "Интегральные системы силовой электроники" Технического университета г. Зелона Гура. Окончил факультет электрических машин во Вроцлавском политехническом институте в 1977 г. Защитил диссертацию по теме "Синтез и критерии выбора механических характеристик асинхронных двигателей с индукционными со противлениями" в 1981 г.

Математическая модель асинхронных машин в фазных осях статора¹

ХРИСАНОВ В.И.

Рассматриваются теоретические вопросы построения математической модели асинхронных машин в фазных осях статора. Определены матрицы прямого и обратного преобразования для напряжений и токов. Получены новые аналитические выражения для мгновенного электромагнитного момента и произведена верификация адекватности данной модели при динамических режимах работы и различных формах переменных величин в цепи статора и ротора.

The theoretical aspects of the induction machine mathematical modeling in stator phases reference frame are reported. The matrices of direct and inverse transformations of voltages and currents are deduced. The new analytical expressions of instantaneous electromagnetic torque are derived and the verification of the model adequacy are fulfilled at dynamic modes of operation and with different waveforms of stator and rotor variables.

¹ Печатается в порядке обсуждения.

Для анализа асинхронных машин (АМ) с управлением от полупроводниковых преобразователей, характеризующихся переменной структурой силовой цепи со сложным и иногда прерывистым характером электромагнитных процессов, целесообразно в качестве математической модели использовать систему дифференциальных уравнений в фазных координатных осях, записанную для реальных фазных величин статора и преобразованных величин ротора.

К данному классу преобразователей в первую очередь относятся непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) и регуляторы переменного напряжения. Применение указанной модели позволит с одной стороны получить реальные динамические процессы изменений напряжений и токов в полупроводниковых ключах при их коммутации, правильно определить интервалы включённого и выключенного состояния тиристоров, а с другой стороны достоверно рассчитать токи и все необходимые характеристики электромеханической системы с АМ. Использование для этих целей модели АМ в виде эквивалентной двухфазной машины в неподвижных осях $d-q$ является крайне неудобным либо в принципе неприемлемым средством анализа, так как преобразованные (фиктивные) токи и напряжения статора не отражают реальную картину коммутационных и электромагнитных процессов в силовой цепи. Это в итоге приводит к неверным результатам исследований и расчётов систем "преобразователь – АМ".

Кроме того, модель АМ в неподвижных относительно статора осях может оказаться эффективной и при построении современных систем управления автоматизированными электроприводами, использующих информацию о реальных мгновенных напряжениях и токах статора АМ [1, 2].

Впервые модель АМ в фазных осях статора была разработана и использована для анализа электромагнитных процессов в АМ с управлением от маловентильных НПЧ [3]. К сожалению, в [3 и 4] не были детально исследованы вопросы математического преобразования исходной системы дифференциальных уравнений АМ. В них также не был выполнен строгий вывод матриц прямого и обратного преобразования, не получено окончательного выражения для электромагнитного момента АМ с преобразованными переменными и не выполнена верификация адекватности данной модели. Для восполнения этого пробела ниже рассматриваются теоретические вопросы построения этой математичес-

кой модели и производится её обобщение для произвольной m -фазной АМ.

Математические уравнения АМ и их преобразование

Исходная непреобразованная система дифференциальных уравнений трёхфазной АМ (рис.1) с коротко замкнутым ротором при общепринятых допущениях [3–5], идеализирующих её конструкцию и магнитные свойства, включает в себя коэффициенты взаимоиндукции, периодически изменяющиеся от угла поворота ротора θ :

$$\left. \begin{aligned} u_{sa} &= i_{sa} R_{sa} + L_{sa} pi_{sa} + M_{sab} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{sb} + \\ &+ M_{sac} \cos 4\pi/3 \cdot pi_{sc} + p(M_{sara} i_{ra}) + p(M_{sarb} i_{rb}) + \\ &+ p(M_{sarc} i_{rc}); \\ u_{sb} &= i_{sb} R_{sb} + L_{sb} pi_{sb} + M_{sba} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{sa} + \\ &+ M_{sbc} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{sc} + p(M_{sbra} i_{ra}) + p(M_{srb} i_{rb}) + \\ &+ p(M_{sbc} i_{rc}); \\ u_{sc} &= i_{sc} R_{sc} + L_{sc} pi_{sc} + M_{sca} \cos 4\pi/3 \cdot pi_{sa} + \\ &+ M_{scb} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{sb} + p(M_{scra} i_{ra}) + p(M_{scr} i_{rb}) + \\ &+ p(M_{scrc} i_{rc}); \\ 0 &= i_{ra} R_{ra} + L_{ra} pi_{ra} + M_{rab} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{rb} + \\ &+ M_{rac} \cos 4\pi/3 \cdot pi_{rc} + p(M_{rasa} i_{sa}) + p(M_{rasb} i_{sb}) + \\ &+ p(M_{rasc} i_{sc}); \\ 0 &= i_{rb} R_{rb} + L_{rb} pi_{rb} + M_{rba} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{ra} + \\ &+ M_{rcb} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{rc} + p(M_{rbsa} i_{sa}) + p(M_{rbsb} i_{sb}) + \\ &+ p(M_{rbsc} i_{sc}); \\ 0 &= i_{rc} R_{rc} + L_{rc} pi_{rc} + M_{rca} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{ra} + \\ &+ M_{rcb} \cos 2\pi/3 \cdot pi_{rb} + p(M_{rcsa} i_{sa}) + p(M_{rcsb} i_{sb}) + \\ &+ p(M_{rcse} i_{sc}). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Поскольку фазные обмотки статора и ротора одинаковые, то их активные сопротивления:

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s; R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r. \quad (2)$$

Так как воздушный зазор равномерный, то все собственные индуктивности не зависят от углового положения ротора. Поскольку обмотки статора смешены в пространстве на одинаковый угол, то можно записать:

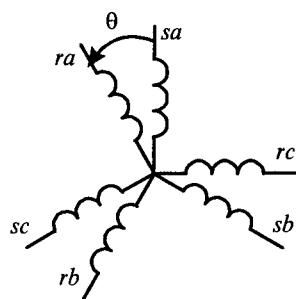


Рис.1. Пространственное расположение осей фаз ротора и статора

$$\left. \begin{array}{l} L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_s = l_s + M_s; \\ M_{sab} \cos 2\pi/3 = M_{sba} \cos 2\pi/3 = -0,5 M_s; \\ M_{sac} \cos 4\pi/3 = M_{sca} \cos 4\pi/3 = -0,5 M_s; \\ M_{sbc} \cos 2\pi/3 = M_{scb} \cos 2\pi/3 = -0,5 M_s. \end{array} \right\} \quad (3)$$

Для индуктивностей L , и взаимных индуктивностей цепи ротора справедливы выражения, аналогичные (3).

Согласно рис.1 для взаимных индуктивностей между обмотками статора и ротора имеем:

$$\left. \begin{array}{l} M_{sara} = M_{rasa} = M_{srb} = M_{rbs} = M_{scr} = \\ = M_{rcs} = Mcos\theta; \\ M_{sar} = M_{rsa} = M_{srb} = M_{rcs} = M_{scr} = \\ = M_{rasc} = Mcos(\theta + 2\pi/3); \\ M_{sar} = M_{rcs} = M_{sra} = M_{ras} = M_{scr} = \\ = M_{rbcs} = Mcos(\theta + 4\pi/3). \end{array} \right\} \quad (4)$$

Значения M_s , M_r и M определяются числом витков, следовательно, для приведенной АМ будем иметь $M_s = M_r = M$. С учётом (2)–(4) исходная система уравнений (1) может быть записана в матричном виде:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + p\psi = \mathbf{R}\mathbf{i} + p(L\mathbf{i}) = \mathbf{R}\mathbf{i} + (pL)\mathbf{i} = \mathbf{Z}\mathbf{i}, \quad (5)$$

где

$$\mathbf{u} = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc} \ u_{ra} \ u_{rb} \ u_{rc}]^T; \quad \mathbf{i} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T;$$

$$\mathbf{R} = \begin{smallmatrix} s & & r \\ & \mathbf{R}_s & \\ r & & \mathbf{R}_r \end{smallmatrix}; \quad \mathbf{R}_s, \mathbf{R}_r \text{ – диагональные } 3 \times 3 \text{ матрицы}$$

активных сопротивлений.

С учётом (3) и условия $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$ для матриц $\mathbf{L}(6 \times 6)$ и $p\mathbf{L}(6 \times 6)$ получим:

$$\mathbf{L} = \begin{smallmatrix} s & & r \\ & \mathbf{L}_s & \mathbf{M}_{sr} \\ r & \mathbf{M}_{rs} & \mathbf{L}_r \end{smallmatrix}; \quad (6)$$

где

$$\mathbf{M}_{sr} = M \times \begin{smallmatrix} ra & rb & rc \\ \cos\theta & -0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) & -0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) \\ -0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) & \cos\theta & -0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) \\ -0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) & -0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) & \cos\theta \end{smallmatrix};$$

$$\mathbf{L}_s = (l_s + 1,5M) \cdot 1; \quad \mathbf{L}_r = (l_r + 1,5M) \cdot 1; \quad \mathbf{M}_{rs} = \mathbf{M}_{rt};$$

1 – единичная матрица 3×3 ;

$$p\mathbf{L} = \begin{smallmatrix} s & & r \\ & \mathbf{pM}_{sr} & \\ r & \mathbf{pM}_{rs} & \end{smallmatrix}, \quad (7)$$

где

$$p\mathbf{M}_{sr} = M \times \begin{smallmatrix} ra & rb & rc \\ -\omega r \cos\theta & -0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta) & 0,5\omega r(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta) \\ 0,5\omega r(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta) & -\omega r \sin\theta & 0,5\omega r(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta) \\ 0,5\omega r(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta) & 0,5\omega r(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta) & -\omega r \sin\theta \end{smallmatrix}.$$

Для трёхфазной АМ имеем систему из шести взаимосвязанных уравнений, которые необходимо решать совместно. С целью упрощения её решения следует исключить в этих уравнениях переменные коэффициенты. Для этого вводятся преобразованные токи ротора, связанные с реальными токами в матрице ЭДС $p(\mathbf{L})$ через элементы подматрицы \mathbf{M}_{sr} :

$$\begin{array}{c} \begin{array}{|c|} \hline i_{ras} \\ \hline i_{rbs} \\ \hline i_{rcs} \\ \hline \end{array} = d \times \begin{array}{|c|} \hline ras \\ \hline rbs \\ \hline rcs \\ \hline \end{array} \times \begin{array}{|c|} \hline ra \\ \hline rb \\ \hline rc \\ \hline \end{array} \\ \begin{array}{|c|} \hline i_{ra} \\ \hline i_{rb} \\ \hline i_{rc} \\ \hline \end{array} = d \mathbf{C}_{ir} \times \begin{array}{|c|} \hline i_{ra} \\ \hline i_{rb} \\ \hline i_{rc} \\ \hline \end{array}. \end{array} \quad (8)$$

Согласно (8) каждый из преобразованных токов ротора является суммой проекций реальных токов на соответствующую ось статора (рис.2). В пространстве три преобразованных тока ротора образуют результирующий вектор $\bar{\mathbf{i}}'_r$, который по направлению совпадает с вектором реальных токов $\bar{\mathbf{i}}_r$, но имеет другую длину. Для того чтобы учсть изменение длины вектора в результате преобразования токов ротора, в (8) введен в виде сомножителя коэффициент d , численное значение которого определено далее.

Поскольку токи статора не преобразовываются, то для общей матрицы преобразования токов АМ получим:

$$\mathbf{C}_i = \begin{smallmatrix} s & & r \\ rs & & d\mathbf{C}_{ir} \end{smallmatrix}, \quad (9)$$

где 1 – единичная матрица 3×3 .

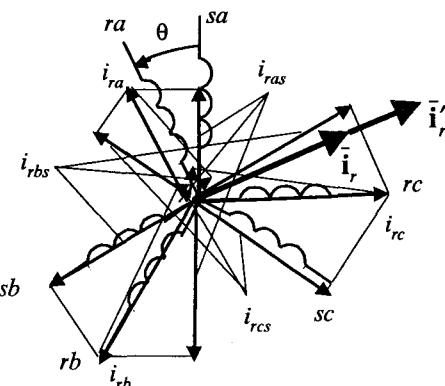


Рис.2. Геометрическая интерпретация фазных токов ротора i_{ras} , i_{rbs} и i_{rcs} , преобразованных к фазным осям статора

Для получения уравнений преобразованной АМ, необходимо найти обратную матрицу преобразования токов C'_{i*} и матрицу преобразования напряжений C_u' . Используя известное правило вычисления определителя путём разложения его по элементам любой строки [6], легко показать, что для рассматриваемого случая блочной матрицы (9) её определитель равен определителю блока dC_{ir} . Но определитель подматрицы dC_{ir} равен нулю и, следовательно, она и составная матрица C_i являются особыми. Из математики известно, что матрица становится особой по двум причинам: либо исходная система уравнений имеет избыточность, либо она составлена недостаточно корректно. Здесь имеет место второй случай, когда некорректность проявляется в неучтённом условии равенства нулю суммы мгновенных фазных токов ротора. Для полного определения матрицы C_{ir} достаточно воспользоваться указанным свойством и к каждому из элементов матрицы добавить одну и ту же произвольную постоянную величину, например n , не зависящую ни от времени t ни от пространственного угла θ . Появление в матрице элементов n не отразится на исходной системе уравнений, так как $n(i_{ra} + i_{rb} + i_{rc}) = 0$. С учётом коэффициента d получим следующую матрицу преобразования токов ротора:

$$C_{ird+n} = d \begin{bmatrix} ra & rb & rc \\ ras & n+\cos\theta & n-0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) & n-0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) \\ rbs & n-0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) & n+\cos\theta & n-0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) \\ rcs & n-0,5(\cos\theta + \sqrt{3}\sin\theta) & n-0,5(\cos\theta - \sqrt{3}\sin\theta) & n+\cos\theta \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Матрица C_{ird+n} является не особой, её определитель Δ отличен от нуля и равен:

$$\Delta = 27nd^3/4. \quad (11)$$

С учётом (10) матрицу преобразования (9) можно записать в следующем виде:

$$C_{i*} = \begin{bmatrix} s & r \\ rs & C_{ird+n} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Найдём численное значение d из условия равенства результирующих векторов НС ротора и их одинакового пространственного положения в каждое мгновение работы реальной и преобразованной АМ. Будем считать, что при преобразовании АМ число витков фазных обмоток ротора не изменяется. С учётом этого найдём количественное соотношение длин (модулей) результирующих векторов токов реального ($|\bar{i}_r|$) и преобразованного ($|\bar{i}'_r|$) ротора АМ.

Длины (модули) векторов удобно определять в ортогональной системе координат. Согласно [7]

$$|\bar{i}_r| = \sqrt{(3/2 i_{ra})^2 + (\sqrt{3}/2 (i_{rb} - i_{rc}))^2} = \\ = (3/2)\sqrt{(i_{ra})^2 + (1/\sqrt{3}(i_{rb} - i_{rc}))^2}. \quad (13)$$

Длина вектора $|\bar{i}'_r|$ определяется через предварительно найденные его ортогональные составляющие i'_α и i'_β (см. Приложение П.1):

$$|\bar{i}'_r| = \sqrt{(i'_\alpha)^2 + (i'_\beta)^2} = \\ = (9d/4)\sqrt{(i_{ra})^2 + (1/\sqrt{3}(i_{rb} - i_{rc}))^2}. \quad (14)$$

Приравнивая (13) к (14), получаем числовое значение d и соответствующее ему выражение для Δ :

$$d = 2/3; \quad \Delta = 2n. \quad (15)$$

Отметим, что если в результате данного преобразования у двухфазной АМ длина результирующего вектора токов ротора сохраняется неизменной, то в случае трёхфазной АМ она увеличивается в 1,5 раза по сравнению со своим реальным значением. В общем случае при преобразовании вращающегося ротора к фазным осям неподвижного статора АМ с числом фаз m длина вектора увеличивается в $m/2$ раз.

Для определения обратной матрицы C'_{ird+n} , а затем матриц C'_{i*} и C_u' , находятся алгебраические дополнения (адьюнкты) матрицы C_{ird+n} . После деления их на определитель Δ (15) для C'_{ird+n} получим:

$$C'_{ird+n} = \begin{bmatrix} ras & rbs & rcs \\ ra & 2(\cos\theta)/3 + 1/6n & 1/6n - (\cos\theta)/3 + (\sin\theta)/\sqrt{3} & 1/6n - (\cos\theta)/3 - (\sin\theta)/\sqrt{3} \\ rb & 1/6n - (\cos\theta)/3 - (\sin\theta)/\sqrt{3} & 2(\cos\theta)/3 + 1/6n & 1/6n - (\cos\theta)/3 + (\sin\theta)/\sqrt{3} \\ rc & 1/6n - (\cos\theta)/3 + (\sin\theta)/\sqrt{3} & 1/6n - (\cos\theta)/3 - (\sin\theta)/\sqrt{3} & 2(\cos\theta)/3 + 1/6n \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Для элементов блочной единичной матрицы, входящей в состав C_{i*} , адьюнкты равны определителю Δ , поэтому при нахождении обратной матрицы эти элементы не изменятся и для C'_{i*} получим:

$$C'_{i*} = \begin{bmatrix} s & rs \\ r & C'_{ird+n} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Данный вид преобразования справедлив и для АМ с произвольным числом фаз m , при этом матрица преобразования токов ротора записывается в следующем виде:

	r_1	r_2	$r_{(m-1)}$	r_m	
r_{1s}	$\cos\theta+n$	$\cos(\theta+2\pi/m)+n$	$\cos(\theta+2\pi(m-2)/m)+n$	$\cos(\theta+2\pi(m-1)/m)+n$	
r_{2s}	$\cos(\theta-2\pi/m)+n$	$\cos\theta+n$	$\cos(\theta+2\pi(m-3)/m)+n$	$\cos(\theta+2\pi(m-2)/m)+n$	
$C'_{ird+n} = d \times r_{(m-1)s}$	$\cos(\theta-2\pi(m-2)/m)+n$	$\cos(\theta-2\pi(m-3)/m)+n$	$\cos\theta+n$	$\cos(\theta+2\pi/m)+n$	
$r_{(m)s}$	$\cos(\theta-2\pi(m-1)/m)+n$	$\cos(\theta-2\pi(m-2)/m)+n$	$\cos(\theta-2\pi/m)+n$	$\cos\theta+n$	

(18)

Дополнительный индекс $d+n$ в матрицах преобразования свидетельствует о том, что, с одной стороны в процессе преобразования изменяется соотношение длин d результирующих векторов исходных и преобразованных токов ротора, а с другой стороны, что необходимо прибавлять к элементам матрицы произвольное число n при нахождении обратной матрицы C'_{ird+n} .

Размер квадратной матрицы (18) равен числу фаз машины, при $m = 3$ она превращается в (10). Если взять $m = 4$ (четырёхфазную машину), подставить это значение в (18) и исключить из полученной матрицы строки и столбцы, принадлежащие 3- и 4-й фазам, то получим известную матрицу преобразования для двухфазной машины C_{irdq} [7]. При этом $d = 1$, а постоянная $n = 0$, так как, с одной стороны, матрица C_{irdq} не особая, а с другой стороны, добавление n недопустимо в принципе из-за неравенства нулю суммы мгновенных фазных токов в двухфазной системе.

Таким образом, полученное преобразование

C'_{ird+n} можно считать универсальным, так как оно включает в себя как частные случаи широко распространённое для двухфазных машин преобразование Г.Крона (преобразование C_{irdq}) и его модификацию [5].

Матрица преобразования напряжений C_u находится из условия инвариантности мгновенной мощности, которое в данном случае достаточно написать только для цепей ротора:

$$u_{ras} i_{ras} + u_{rbs} i_{rbs} + u_{rcs} i_{rcs} = u_{ra} i_{ra} + u_{rb} i_{rb} + u_{rc} i_{rc} \quad (19)$$

Используя (16), выражим в (19) реальные токи ротора через преобразованные, сгруппируем в правой части члены с одинаковыми преобразованными токами и, приравнивая их к соответствующим членам левой части, получим:

$$C_u = C'_{i*}, \quad (20)$$

где C'_{i*} – транспонированная матрица обратного преобразования токов.

Определив все необходимые матрицы, можно перейти к выводу системы уравнений преобразованной АМ. Используя матричную запись уравнений Максвелла, получаем:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{sr} &= C_u R C'_{i*} \mathbf{i}_{sr} + C_u (pL) C'_{i*} \mathbf{i}_{sr} + \\ &+ C_u L (pC'_{i*}) \mathbf{i}_{sr} + C_u L C'_{i*} p \mathbf{i}_{sr}, \end{aligned} \quad (21)$$

где \mathbf{u}_{sr} , \mathbf{i}_{sr} – столбцовые матрицы напряжений и токов преобразованной АМ; R – диагональная матрица активных сопротивлений; L , pL – соответственно 6×6 матрицы индуктивностей и их производных по времени t согласно (6) и (7).

Найдём все четыре матричные слагаемые в правой части (21). Поскольку матрица R диагональная, то она коммутирует с остальными матрицами первого слагаемого [4], поэтому с учётом (16), (17), (20) и условия, что $i_{ras} + i_{rbs} + i_{rcs} = 0$, получим:

$$C_u R C'_{i*} \mathbf{i}_{sr} = C_u C'_{i*} \mathbf{i}_{sr} R = C'_{i*} C'_{i*} \mathbf{i}_{sr} R = R \mathbf{i}_{sr}. \quad (22)$$

При перемножении матриц в трёх остальных слагаемых уравнения (21) элементы с произвольной постоянной n взаимно сокращаются. В результате сложения всех четырех матричных слагаемых в (21) и с учётом нулевых напряжений в короткозамкнутом роторе получим математическую модель АМ в фазных осях статора:

$$\begin{matrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ \hline ras \\ rbs \\ rcs \end{matrix} = \begin{matrix} sa \\ sb \\ sc \\ \hline 1,5Mp \\ -M\omega_r\sqrt{3}/2 \\ -M\omega_r\sqrt{3}/2 \end{matrix} \begin{matrix} R_s + L_sp \\ R_s + L_sp \\ R_s + L_sp \\ \hline -M\omega_r\sqrt{3}/2 \\ M\omega_r\sqrt{3}/2 \\ M\omega_r\sqrt{3}/2 \end{matrix} \begin{matrix} 1,5Mp \\ 1,5Mp \\ 1,5Mp \\ \hline R_r + L_rp \\ -L_r\omega_r/\sqrt{3} \\ -L_r\omega_r/\sqrt{3} \end{matrix} \begin{matrix} ras \\ rbs \\ rcs \\ \hline rbs \\ rcs \\ rcs \end{matrix} \times \begin{matrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ \hline i_{ras} \\ i_{rbs} \\ i_{rcs} \end{matrix}, \quad (23)$$

где $L_{sr} = l_{sr} + 1,5M$.

Уравнения (23) описывают электромагнитные процессы при произвольных формах мгновенных напряжений и токов в АМ, при различных режимах её работы, включая переходные процессы. При нулевой скорости ротора ($\omega_r = 0$) система уравнений (23) пофазно распадается на три пары независимых уравнений. Это свойство симметричных АМ получило название сегрегации фаз [8]. Из (23) следует, что вращение ротора приводит к утрате этого свойства и, следова-

тельно, к сложности получения аналитических выражений для мгновенных токов, электромагнитного момента и других характеристик АМ, поскольку для этого потребуется находить корни характеристического уравнения шестого порядка. Единственno приемлемым подходом в этом случае остаётся численный метод с использованием средств компьютерной техники, что ещё раз характеризует область применения данной модели, связанную с анализом сложных электромагнитных процессов в системе "преобразователь – АМ".

Выражение мгновенного момента и его верификация

С помощью полученной математической модели (23) нетрудно найти аналитическое выражение общего вида для мгновенного электромагнитного момента АМ. В результате несложных операций с матрицами [7] для АМ с числом пар полюсов p получим:

$$m(t) = p \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} & i_{ras} & i_{rbs} & i_{rcs} \end{bmatrix} \times \begin{matrix} sa & sb & sc & ras & rbs & rcs \\ \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline & M\sqrt{3}/2 & -M\sqrt{3}/2 & & L_r/\sqrt{3} & -L_r/\sqrt{3} \\ \hline ras & M\sqrt{3}/2 & M\sqrt{3}/2 & -L_r/\sqrt{3} & L_r/\sqrt{3} & L_r/\sqrt{3} \\ \hline rbs & M\sqrt{3}/2 & -M\sqrt{3}/2 & & L_r/\sqrt{3} & -L_r/\sqrt{3} \\ \hline rcs & M\sqrt{3}/2 & -M\sqrt{3}/2 & & L_r/\sqrt{3} & -L_r/\sqrt{3} \\ \hline \end{array} \end{matrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ras} \\ i_{rbs} \\ i_{rcs} \end{bmatrix}$$

$$= pM(\sqrt{3}/2)[(i_{rcs} - i_{rbs})i_{sa} + (i_{ras} - i_{rcs})i_{sb} + (i_{rbs} - i_{ras})i_{sc}]. \quad (24)$$

Полученное (24) и известные [4, 7] выражения имеют одинаковую форму записи, но отличаются тем, что в (24) используются преобразованные, а не реальные токи ротора. Для перехода к реальным токам подставим (16) в (24). После несложных алгебраических операций (см. Приложение 2) с учётом, что $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$, $\theta = \omega_r t$ и число пар полюсов равно p , получаем выражение мгновенного электромагнитного момента АМ с реальными токами статора и ротора при различных частотах вращения ротора ω_r и произвольных формах напряжений и токов:

$$m(t) = pM(\sqrt{3}/2)\{\cos\omega_r t[(i_{rc} - i_{rb})i_{sa} + (i_{ra} - i_{rc})i_{sb} + (i_{rb} - i_{ra})i_{sc}] - \sqrt{3}\sin\omega_r t(i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc})\}. \quad (25)$$

Аналогичное выражение для $m(t)$ можно получить, если воспользоваться непреобразованной математической моделью (1) и, исходя из выражения для накопленной в АМ энергии магнитного поля [5], выполнить необходимые операции с матрицами (см. Приложение 3). Полное совпадение выражений для мгновенного момен-

та АМ следует рассматривать как необходимое, но ещё не достаточное условие верификации (25). Для окончательной верификации выражения мгновенного электромагнитного момента АМ и доказательства адекватности математической модели требуется определить токи с помощью обеих моделей. При неподвижном роторе ($\theta = \omega_r t = 0$) согласно (8) преобразованные токи совпадают с реальными, а выражение (25) совпадает с (24) и с ранее известным [7]. Таким образом, для данного режима работы АМ верификация весьма просто выполняется аналитически. При вращении ротора выполнить подобную операцию сложно из-за отсутствия удобных для сравнения аналитических выражений для искомых токов в системах (1) и (23), состоящих из шести дифференциальных уравнений.

Чтобы доказать адекватность рассматриваемой модели при динамических режимах работы АМ с произвольными формами кривых напряжений и токов можно воспользоваться экспериментальным либо численным методом верификации [7]. Ниже рассматривается второй метод, как более точный и менее трудоёмкий, который основан на компьютерных расчётах переходных токов, возникающих при подключении вращающейся с постоянной скоростью АМ к источнику трёхфазного напряжения. Расчёты производятся сначала с использованием непреобразованных (1), а затем и преобразованных (23) уравнений АМ, полученные результаты сравниваются.

Верификация была выполнена для произвольно взятого АД из ряда серийно выпускаемых двигателей типа 4А, параметры которого приведены в таблице.

Численные расчёты токов и момента произведены с помощью пакета прикладных программ MatLab 6.0, для чего в качестве предварительных операций было выполнено:

- представление уравнений (5)–(7) и (23) в нормальной форме Коши;

- выбор точности ("relative error tolerance" = 10^{-5}) и шага дифференцирования ("maximum step" = $= 10^{-3}$ s) для солвера "ode45", реализующего метод Рунге-Кутта;

- ввод параметров АД, начальных условий и возмущающих воздействий.

Затраты компьютерного времени при применении ПК типа Р-II-500МГц на расчёт кривых переходных токов статора и ротора в зависимости от использования выражений (23) или (5)–(7) составили соответственно в среднем около 3 с и 25 с. Расчёты переходных токов и моментов вы-

Тип	Номинальные значения переменных			Параметры двигателя						
	$U_{\text{ном}}, f_{\text{ном}}$	$P_{\text{ном}}$	$I_{\text{ном}}$	s	R_1	R_2	x_1	x_2	x_m	p
4A180M4	380/220 В, 50 Гц, 3ф.	30 кВт	54,97 А	0,019	0,160 Ом	0,078 Ом	0,362 Ом	0,513 Ом	15,34 Ом	2

полнены при поочередном подключении вращающегося с номинальной скоростью АД к источникам трехфазного напряжения различной формы: синусоидальной и прямоугольной с двумя ступенями. Результаты представлены в относительных единицах соответственно на рис. 3 и 4, где за базовые величины приняты номинальные значения токов и момента. Начальная фаза напряжений (момент подключения АД) в обоих случаях была взята произвольно и равна $\omega t_0 = \Psi_{us0} = \pi/3$.

Сравнение кривых переходных токов статора и моментов, рассчитанных по обеим моделям, свидетельствует об их полном совпадении. Следовательно, математическая модель в фазных осях статора является адекватной независимо от формы кривых напряжений и токов, а также от режимов работы АМ, включая переходные процессы. При этом следует обратить внимание, что кривые мгновенных токов ротора в сравниваемых моделях имеют совершенно разный характер: в установившихся режимах в преобразован-

ной модели они изменяются с частотой напряжения статора (рис.3,б и 4,б), а в непреобразованной модели с частотой, определяемой скольжением ротора (рис.3,г и 4,г).

Выводы

1. Установлено, что математическая модель АМ в фазных осях статора адекватно отражает электромагнитные установившиеся и переходные процессы независимо от частоты вращения ротора и формы кривых напряжений и токов.

2. С точки зрения практического применения эта модель особенно эффективна при разработке и проектировании систем электропривода и асинхронных генераторных установок, когда полупроводниковые преобразователи или иные устройства в цепи статора не могут быть представлены в виде эквивалентных источников напряжения и линейных схем замещения. Для анализа и синтеза таких систем необходимо использовать реальные напряжения и токи статора в соответствии с рассмотренной моделью.

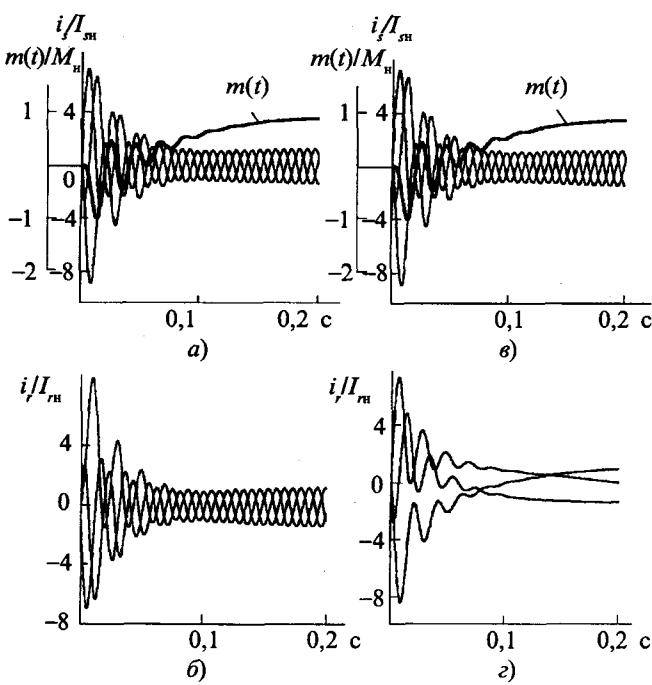


Рис.3. Кривые переходных токов и момента преобразованной (а, б) и непреобразованной (в, г) модели АМ при подключении к источнику трёхфазного синусоидального напряжения

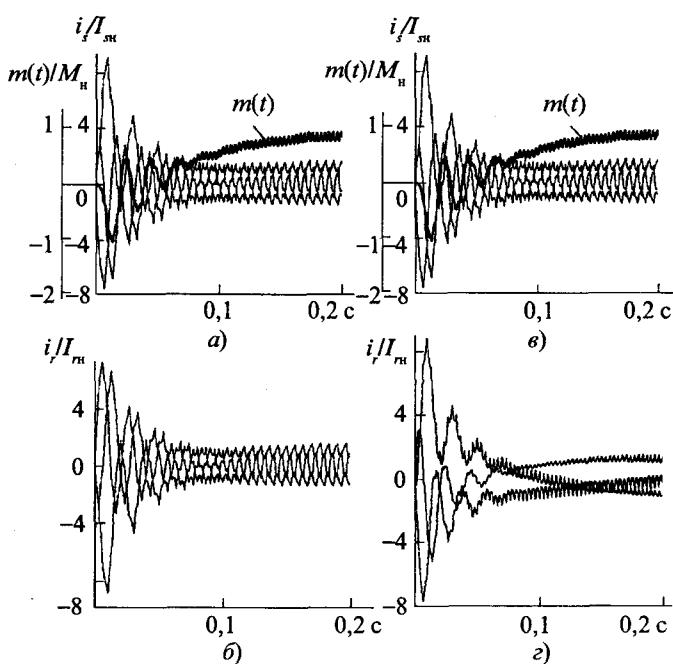


Рис.4. Кривые переходных токов и момента преобразованной (а, б) и непреобразованной (в, г) модели АМ при подключении к источнику трёхфазного несинусоидального напряжения

Приложение 1.

Ортогональные составляющие i'_α и i'_β результирующего вектора токов ротора, преобразованных к фазным осям статора, находятся из выражений:

$$\begin{aligned} i'_\alpha &= d[i_{ras} + i_{rbs} \cos 2\pi/3 + i_{rcs} \cos 4\pi/3] = \\ &= d[(n + \cos\theta)i_{ra} + (n - 0.5(\cos\theta + \sqrt{3} \sin\theta))i_{rb} + \\ &+ (n - 0.5(\cos\theta - \sqrt{3} \sin\theta))i_{rc} - 0.5(n - 0.5(\cos\theta - \sqrt{3} \sin\theta))i_{ra} - 0.5(n + \cos\theta)i_{rb} - 0.5(n - 0.5(\cos\theta + \sqrt{3} \sin\theta))i_{rc} - \\ &- 0.5(n - 0.5(\cos\theta - \sqrt{3} \sin\theta))i_{rb} - 0.5(n + \cos\theta)i_{rc}] = \\ &= d[(3/2)\cos\theta i_{ra} + (3/4)\cos\theta(-i_{rb} - i_{rc}) + \\ &+ (3\sqrt{3}/4)(i_{rc} - i_{rb})\sin\theta] = d[(9/4)\cos\theta i_{ra} + \\ &+ (3\sqrt{3}/4)\sin\theta(i_{rc} - i_{rb})]. \end{aligned} \quad (\text{П.1.1})$$

$$\begin{aligned} i'_\beta &= d[i_{rbs} \cos\pi/6 + i_{rcs} \cos 5\pi/6] = \\ &= d((\sqrt{3}/2)[(n - 0.5(\cos\theta - \sqrt{3} \sin\theta))i_{ra} + \\ &+ (n + \cos\theta)i_{rb} + (n - 0.5(\cos\theta + \sqrt{3} \sin\theta))i_{rc} + \\ &+ (-\sqrt{3}/2)[(n - 0.5(\cos\theta + \sqrt{3} \sin\theta))i_{ra} + (n - \\ &- 0.5(\cos\theta - \sqrt{3} \sin\theta))i_{rb} + (n + \cos\theta)i_{rc}]] = \\ &= d[(9/4)\sin\theta i_{ra} + (3\sqrt{3}/4)\cos\theta(i_{rb} - i_{rc})]. \end{aligned} \quad (\text{П.1.2})$$

Приложение 2.

Мгновенный электромагнитный момент вращающейся АМ, выраженный через реальные токи статора и ротора:

$$\begin{aligned} m(t) &= pM(\sqrt{3}/2)\{2/3[\cos(\theta + 2\pi/3)i_{ra} + \\ &+ \cos(\theta + 4\pi/3)i_{rb} + \cos\theta i_{rc} - \cos(\theta + 4\pi/3)i_{ra} - \\ &- \cos\theta i_{rb} - \cos(\theta + 2\pi/3)i_{rc}]i_{sa} + 2/3[\cos\theta i_{ra} + \\ &+ \cos(\theta + 2\pi/3)i_{rb} + \cos(\theta + 4\pi/3)i_{rc} - \\ &- \cos(\theta + 2\pi/3)i_{ra} - \cos(\theta + 4\pi/3)i_{rb} - (\cos\theta)i_{rc}]i_{sb} + \\ &+ 2/3[\cos(\theta + 4\pi/3)i_{ra} + (\cos\theta)i_{rb} + \cos(\theta + 2\pi/3)i_{rc} - \\ &- \cos\theta i_{ra} - \cos(\theta + 2\pi/3)i_{rb} - \cos(\theta + 4\pi/3)i_{rc}]i_{sc}\} = \\ &= pM(\sqrt{3}/2)\{[(\sqrt{3}\sin\theta + \cos\theta)i_{rc} + (\sqrt{3}\sin\theta - \\ &- \cos\theta)i_{rb}]i_{sa} + [(\sqrt{3}\sin\theta + \cos\theta)i_{ra} + (\sqrt{3}\sin\theta - \\ &- \cos\theta)i_{rc}]i_{sb} + [(\sqrt{3}\sin\theta + \cos\theta)i_{rb} + (\sqrt{3}\sin\theta - \\ &- \cos\theta)i_{ra}]i_{sc}\} = pM(\sqrt{3}/2)\{[\sqrt{3}\sin\theta(i_{rc} + i_{rb}) + \\ &+ \cos\theta(i_{rc} - i_{rb})]i_{sa} + [\sqrt{3}\sin\theta(i_{ra} + i_{rc}) + \\ &+ \cos\theta(i_{ra} - i_{rc})]i_{sb} + [\sqrt{3}\sin\theta(i_{rb} + i_{ra}) + \\ &+ \cos\theta(i_{rb} - i_{ra})]i_{sc}\} = pM(\sqrt{3}/2)\{[\sqrt{3}\sin\theta(-i_{ra}) + \\ &+ \cos\theta(i_{rc} - i_{rb})]i_{sa} + [\sqrt{3}\sin\theta(-i_{rb}) + \cos\theta(i_{ra} - i_{rc})]i_{sb} + \\ &+ [\sqrt{3}\sin\theta(-i_{rc}) + \cos\theta(i_{rb} - i_{ra})]i_{sc}\} = \\ &= pM(\sqrt{3}/2)\{\cos\theta[(i_{rc} - i_{rb})i_{sa} + (i_{ra} - i_{rc})i_{sb} + \\ &+ (i_{rb} - i_{ra})i_{sc}] - \sqrt{3}\sin\theta(i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc})\}. \end{aligned} \quad (\text{П.2.1})$$

Приложение 3.

Если в системе уравнений (1) учесть (4) и взять производную от взаимной индуктивности между статором и ротором по углу θ , то для момента исходной непреобразованной АМ $m(t)$ и при $p = 1$ получим:

i_{sa}	sa	sb	sc	ra	rb	rc	i_{sa}
i_{sb}	sa			$-\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta$	$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	i_{sb}
i_{sc}	sb			$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	$-\sin\theta$	$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	i_{sc}
i_{ra}	sc			$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	$-\sin\theta$	i_{ra}
i_{rb}	ra	sa	sb	$-sin\theta$	$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	i_{rb}
i_{rc}	rb	sb	sc	$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	$-sin\theta$	$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	i_{rc}
i_{ra}	rc	sc	ra	$0,5(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$	$0,5(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$	$-sin\theta$	

(П.3.1)

После перемножения матриц в (П.3.1) получим:

$$\begin{aligned} m(t)_u &= 0,5\sqrt{3}M\{\cos\theta[(i_{rc} - i_{rb})i_{sa} + (i_{ra} - i_{rc})i_{sb} + \\ &+ (i_{rb} - i_{ra})i_{sc}] - \sqrt{3}\sin\theta(i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc})\}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.2})$$

Список литературы

- Chrisanov V.I., Szymczak P. Transient analysis of induction Motor hard and soft starting // ICEM 2000. Proceedings of International Conference on Electrical Machines.

Helsinki, 2000. Vol. 1. P.432–435.

- Chrisanov V., Brzesinski R. Intelligent Soft Starters for Induction Motors on the Base of Fuzzy Logic Control. Proceedings of the 10-th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC). Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002. CD-ROM.

- Глазенко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1983.

- Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1994.

5. Хэнкок Н. Матричный анализ электрических машин. М.: Энергия, 1967.
6. Ланкастер П. Теория матриц. М.: Наука, 1978.
7. Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Вопросы адекватности математических моделей асинхронных двигателей при анализе переходных процессов пуска // Электротехника. 2003. №10.
8. Yamamura S. Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines. Clarendon Press-Oxford, 1992.

Хрисанов Валерий Иванович – профессор кафедры силовой электроники С.-Петербургского ГУ телекоммуникаций, доктор техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме: "Полупроводниковые маловентильные преобразователи с непосредственной связью для асинхронных электроприводов" в МЭИ в 1990 г.

Поиск оптимизационного решения при проектировании электрических машин¹

ЮРГЕНСОН Т.С.

МЭИ (ТУ)

Предлагается при проектировании электродвигателей использовать поэтапное решение многокритериальных задач оптимизации на основе принципа согласованного оптимума. Эффективность метода иллюстрируется на примере улучшения вибраакустических характеристик асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Проблемы энергоресурсосбережения в производствах, основанных на роторных технологиях, использующих многодвигательный электропривод в конструкциях машин и механизмов, могут быть решены путем комплексной оптимизации систем электромеханического преобразования по критериям минимума приведенных затрат на единицу производимой продукции. При этом вопрос повышения энергетических показателей электромеханических систем остается принципиально важным и включает этап модернизации существующих систем. Данная работа касается проектно-расчетных исследований по оптимизации характеристик электродвигателей.

На основе анализа повышения общих энергетических показателей существующих электродвигателей сформулированы условия достижения предельных энергетических показателей при проектировании.

К общим требованиям, предъявляемым к электроприводу: повышения КПД и кратности пусковых моментов, снижения массогабаритных показателей, добавляются такие, как улучшение вибраакустических характеристик и пр. Задача формулируется как многоплановая, и решение может быть найдено методами оптимизации с учётом противоречивости предъявляемых требо-

ваний. В работе используются общие методы математического и физического моделирования, поэтапная оптимизация технико-экономических показателей электрических двигателей. При рассмотрении этапов оптимизации системы сформулирована задача многокритериальной оптимизации, решение которой проводится методами теории принятия решений при наличии многих критериев.

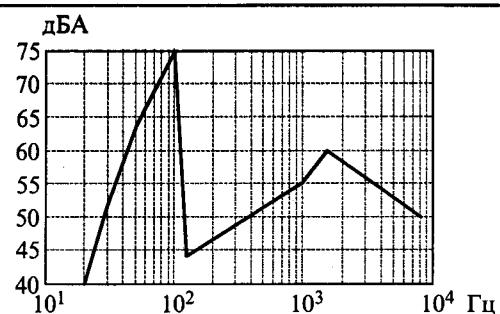
Фундаментальным для этой теории является принцип согласованного оптимума, базирующееся на понятии эффективного решения. Оно представляет собой обобщение понятия точки максимума (минимума) числовой функции на случай нескольких функций: решение оптимально, если значение любого из скалярных критериев можно улучшить лишь за счёт ухудшения значений остальных критериев. На первый взгляд многокритериальная задача кажется неразрешимой. Оптимальное решение можно выбрать среди эффективных с учётом дополнительной информации о предпочтениях. Хотя эффективное решение далеко не единственное, но множество эффективных решений значительно уже, чем исходное множество.

Построение множества эффективных решений (или оценок) N_1 является одним из первых этапов процедур и методов многокритериальной оптимизации. Можно ввести критериальные ограничения, и тогда оставшееся множество, со-

¹ Работа выполняется при финансовой поддержке РФФИ РАН, № 02-02-18635

стоящее из N_2 моделей ($N_2 \leq N_1$), удовлетворяющих одновременно всем критериальным ограничениям, подвергается анализу с целью выбора оптимального варианта. Если необходимо улучшить найденный в результате решения оптимизационной задачи вариант, то процедуру поиска повторяют, изменив соответствующим образом исходные данные. Принципиальное различие между критериальными и функциональными ограничениями состоит в том, что первые вводятся на основании информации, получаемой из анализа N_1 моделей, и отображают реальные возможности проектируемого объекта.

Для перехода к последнему этапу – выбору из $N_2 \leq N_3$ эффективных моделей – исходные данные целесообразно представить в виде многомерных таблиц испытаний. Каждая из таблиц содержит упорядоченное относительно $F_i(x)$, $1 \leq i \leq f$ множество, состоящее из N_3 моделей, удовлетворяющих всем функциональным ограничениям. Точки x_1, \dots, x_N в многомерной таблице, упорядоченной относительно минимизации



Расчётный спектр вибраций двигателя

функции F_1 , располагаются в порядке возрастания: $F_1(x_1) < F_2(x_2) < \dots < F_N(x_N)$, где x_1 – точка, которой соответствует $\min F_1(x)$. Таким образом, на основании анализа K таблиц проектировщик получает наглядное представление о возможностях проектируемой системы в заданной области пространства параметров, о границах изменения критериев оптимальности. Теперь можно по имеющимся данным выбрать эффективный вариант модели.

Таблица 1

Массив составляющих ВВС

№	Z_R	$p = 2$							$p = 12$						
		61	63	68	76	81	83	88	61	63	68	76	81	83	88
1	Число составляющих для $r = 0; 1$	36	19	17	5	13	18	16	19	24	28	22	21	9	33
2	Место качества	7	6	4	1	2	5	3	2	5	6	4	3	1	5
3	Число составляющих для $r \geq 2$	121	110	58	29	41	45	66	88	88	79	73	89	80	45
4	Место качества	7	6	4	1	2	3	5	5	5	3	2	6	4	1
5	Суммарное место	14	12	8	2	4	8	8	7	10	9	6	9	5	8
6	Ряд предпочтений	5	4	3	1	2	3	3	3	6	5	2	5	1	4

Таблица 2

Массив оценки качества вариантов

p / Z_2	61	76	81	83	88
2	–	1	2	3	–
12	3	2	–	1	–
Результат 1 этапа	4	1	3	2	3

Таблица 3

Массив эффективных решений задачи

Z_2	61	76	81	83	88
Сумма баллов	–	4	–	6	–

Поиск решения можно показать на примере выбора соотношения чисел зубцов статора Z_s и зубцов ротора Z_R асинхронного короткозамкнутого двигателя, которое влияет на уровень шума и вибрации двигателя, на провалы в кривой врачающегося момента, обусловленные синхронными и асинхронными моментами от высших гармонических полей, на значение добавочных потерь, на колебания пускового момента.

Практикой электромашиностроения выработаны рекомендации по выбору соотношения пазов для обеспечения определенного требования. Так, для ограничения радиальных вибровозмущающих сил необходимо выполнить следующие условия:

$$Z_R \neq 2mpc \pm 1; Z_R \neq 2mpc \pm p \pm 1; Z_R \neq 2mpc \pm 2p \pm 1;$$

$$|Z_s - Z_R| \neq 0; 1; 2;$$

$$|Z_s - Z_R| \neq 2p; 2p \pm 1; 2p \pm 2;$$

$$|Z_s - Z_R| \neq p; p \pm 1,$$

где m – число фаз; p – число пар полюсов; c – 1, 2, 3, ...

Одновременного выполнения этих требований зачастую не удается добиться, поэтому приходится решать задачу поиска оптимального решения. Проиллюстрируем работу метода в решении задачи по подбору числа пазов ротора Z_R при заданном числе пазов статора Z_s для электродвигателя. Цель поиска: снизить магнитные вибровозмущающие силы на частотах колебаний 33,3, 50, 100 Гц. Расчетный спектр виб-

рации показан на рисунке. Ограничением в задаче являлся порядок волны колебаний, который характеризует длину волны: $r = 0$ и $r \geq 2$.

Желательно найти вариант соотношений Z_s/Z_R , который дает наименьшее число составляющих вибровозмущающих магнитных сил (ВВС) на заданных частотах. Например, в результате расчёта спектра ВВС для двухскоростного двигателя АИФ250МВ4/24 выделены массивы составляющих сил. Результаты расчётов сведены в табл.1–3. В данной задаче множество N_1 состоит из строк 2 и 4 табл.1. Введём ограничения в поиске: будем рассматривать далее только те варианты, которые на 1-м этапе решения получили 1–3 места предпочтения. Сформируем массив N_2 эффективных вариантов поиска в табл.2. Анализ табл.2 позволяет составить массив эффективных решений N_3 , показанный в табл.3.

Решением задачи можно считать оптимальный вариант $Z_R = 76$. Кроме того, можно выстроить ряд предпочтений для $Z_R = 76; 83; 81; 88; 61$.

Предложенный метод прост и нагляден и может быть использован при решении оптимизационных задач, возникающих как при проектировании сложных систем, так и при разработке их отдельных составляющих и узлов.

Юргенсон Тамара Сергеевна – старший научный сотрудник Московского энергетического института (ТУ). В 1962 г. окончила электромеханический факультет МЭИ. В 1977 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме "Исследование магнитных вибровозмущающих сил синхронных явнополюсных машин".

О преобразовании энергии гравитационного поля. Закон Чернышенко

ЧЕРНЫШЕНКО Л.С.

Рассматриваются проблемы преобразования энергии гравитационного поля в другие виды энергии.

Ещё в 1929 г. предложен тепломеханический двигатель, содержащий проходящее через зоны нагрева и охлаждения колесо с радиально расположенным изогнутыми биметаллическими элементами с грузами на свободных концах, в котором используется принцип весового дисбаланса, результатом которого является возникновение вращающего момента и вращательное движение.

При прохождении зоны нагрева биметалли-

ческие элементы изменяют свою форму и, следовательно, происходит смещение груза относительно оси вращения, а при выходе из зоны нагрева они охлаждаются окружающим воздухом и снова восстанавливают свою форму, при этом создается постоянный весовой дисбаланс. Для нагрева могут использоваться низкотемпературные источники: геотермальные воды, солнечное излучение, разность температур слоёв воды в океане.

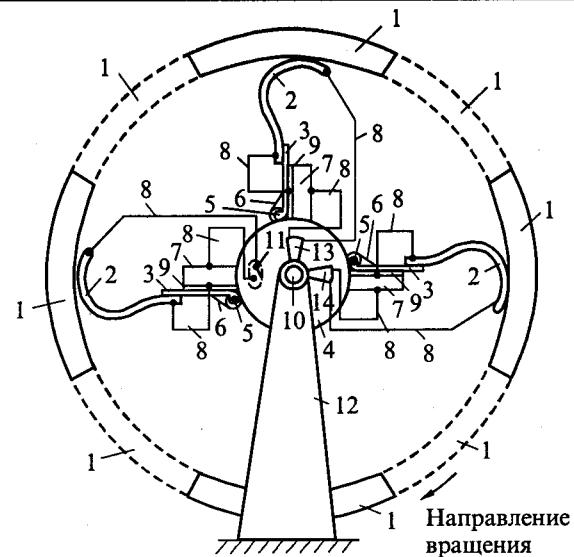
Однако для того, чтобы биметаллические элементы значительно изменили свою форму и размеры, на их нагрев требовалось значительное количество тепловой энергии, и всё равно момент весового дисбаланса был не велик. Ситуация значительно улучшилась, когда вместо биметаллических элементов были применены элементы с памятью "холодной" и "тёплой" формы. У них интервал температур T_1-T_2 , в котором происходит "вспоминание" исходной формы, составляет всего несколько десятков и даже несколько единиц градусов, а его положение на температурной шкале можно регулировать, при этом в зависимости от технологии их изготовления и конструктивных особенностей изменение их размеров и форм в десятки и сотни раз больше, чем у биметаллических элементов. В 1963 г. был разработан сплав с эффектом памяти формы на основе никеля и титана, который получил название "нитинол" и заменил биметаллические элементы в описанном тепломеханическом двигателе.

Принцип создания постоянного весового дисбаланса использован в тепломеханическом двигателе [1].

Можно заменить внешний источник нагрева нитиноловых элементов на внутренний, причём такой, который сам будет преобразовывать энергию гравитационного поля в другой вид энергии. Не вызывает сомнения, что при прохождении электрического тока по нитиноловым элементам они будут нагреваться так же, как и любой металлический проводник. Можно в качестве внутреннего источника тока использовать пьезоэлектрический элемент, подвергаемый периодическим деформациям воздействием гравитационного поля. Эта идея была положена в основу конструкции "Пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор" [2]. Был сформулирован физический закон, который теоретически указывает на возможность преобразования энергии гравитационного поля в энергию бесконечного механического движения. Вывод закона сделан на основании сравнительного анализа конструкций вечных двигателей за период с 1950 по 1973 гг. и конструкции "Пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор". Закон Чернышенко формулируется следующим образом:

"Энергию гравитационного поля возможно преобразовать в энергию бесконечного механического вращательного или колебательного движения гравитационной массы, находящейся в этом поле, путём предварительного преобразования части энергии гравитационного поля в энергию другого по своей природе поля с последующим преобразованием энергии этого нового поля в механическую."

Новый физический закон не нарушает общепринятые и хорошо проверенные на практике законы физики и уточняет закон сохранения энергии.



Пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор с первого момента своего движения преобразует энергию гравитационного поля в энергию электрического поля, а уже это поле, после преобразования его энергии в тепловую, совершают работу по передвижению физических тел, обладающих массой, по замкнутому пути в потенциальном (гравитационном) поле.

На рисунке схематично представлен общий вид пьезоэлектрического тепломеханического двигателя-генератора (промежуточные элементы конструкции не показаны).

Массы 1 закреплены на нитиноловых элементах 2, обладающих эффектом термомеханической памяти формы. Нитиноловые элементы 2 закреплены на рычагах 3, которые шарнирно установлены на диске 4 с одной степенью свободы в вертикальной плоскости. Шарнирное соединение обозначено позицией 5. Рычаги 3 с одной стороны зафиксированы упорами 6, которые неподвижно закреплены на диске 4 и ограничивают движение (поворот) рычагов 3 против часовой стрелки. На диске 4 неподвижно закреплены пьезоэлементы 7 с электродами (на рисунке электроды не показаны). Электроды пьезоэлементов 7 электрически соединены проводником (проводом) 8 с концами нитиноловых элементов 2. Нитиноловые элементы 2 электрически изолированы от рычагов 3 и масс 1. Между пьезоэлектрическими элементами 7 и рычагами 3 установлены диэлектрические прокладки 9. Диск 4 выполнен из диэлектрического материала и установлен на валу 10. На диске 4 установлены по окружности концевые выключатели 11, а на опоре 12 расположены замыкающие сектора 13 и 14. Проводники 8 разомкнуты концевыми выключателями 11 (на рисунке условно-схематично изображён один концевой выключатель 11). Замыкающий сектор 13 установлен по вертикальной оси симметрии (на входе в правый верхний квадрант координатной

плоскости). Замыкающий сектор *14* установлен по горизонтальной оси симметрии (на выходе из правого верхнего квадранта координатной плоскости). Замыкающие сектора *13* и *14* прикреплены к опоре *12* на таком расстоянии от плоскости диска *4*, что обеспечивают замыкание концевых выключателей *11* при их входе в зону расположения замыкающих секторов. Все концевые выключатели *11* установлены на диске *4* строго под соответствующими им пьезоэлементами *7* (на рисунке виден только один выключатель).

Для того, чтобы двигатель начал работать, ему надо сообщить толчок внешней силой. В начальный момент движения пьезоэлемент *7*, находящийся в крайнем верхнем положении, не испытывает изгибающих нагрузок и его электроды не заряжены. После начала движения (по часовой стрелке, как указано на рисунке) соответствующий этому пьезоэлементу концевой выключатель *11* выйдет из зацепления с замыкающим сектором *13* и будет находиться в выключенном состоянии, т.е. электроды пьезоэлемента будут разомкнуты. По мере дальнейшего движения по окружности этот пьезоэлемент будет испытывать все возрастающий изгибающий момент от воздействия массы *1*, который передаётся на пьезоэлемент через нитиноловый элемент *2* и рычаг *3*. В результате этого воздействия возникнет соответствующая ему деформация пьезоэлемента, а в результате деформации пьезоэлемента на его электродах появится разность потенциалов. При входе этого пьезоэлемента и соответствующего ему концевого выключателя в зону расположения замыкающего сектора *14*, концевой выключатель включится (замкнёт электроды пьезоэлемента через проводник *8*) и по нитиноловому элементу *2* пройдёт импульс тока, который его нагреет. В результате нагрева нитиноловый элемент *2* изменит свои размеры (выпрямится и увеличит свою габаритную длину) и переместит закреплённую на нём массу *1*, что создаст общий дисбаланс масс, который будет поддерживать вращение двигателя.

При выходе пьезоэлемента *7* и соответствующего ему концевого выключателя *11* из зоны расположения замыкающего сектора *14*, концевой выключатель выключится (разорвёт цепь) и на электродах останутся индуцированные заряды. При дальнейшем повороте на 270° нитиноловый элемент *2* будет охлаждаться окружающим воздухом и снова изменит свои размеры в противоположном направлении (примет ту форму и размеры, которые он имел до нагрева), поддерживая тем самым общий дисбаланс масс. При вхождении в зону замыкающего сектора *13* концевой выключатель *11* снова включится (замкнёт цепь) и по нитиноловому элементу *2* пройдёт импульс тока разряда, который снова его нагреет. Дальше процесс повторится, и в результате постоянно поддерживающегося дисбаланса масс двигатель будет вращаться с частотой, при которой нитиноловые элементы будут ус-

певать охлаждаться.

Изменение изгибающего момента от воздействия массы происходит при движении по окружности по синусоидальному закону, при этом в правой части от вертикальной оси симметрии массы через рычаги воздействуют (опираются) на пьезоэлементы и деформируют их, а в левой части массы опираются через рычаги на упоры *6*, пьезоэлементы разгружаются.

Двигатель может работать и без начального толчка. Для этого окончательную сборку двигателя необходимо производить в стапеле таким образом, чтобы рычаги *3* в правой части от вертикальной оси симметрии опирались на ложементы и не воздействовали на пьезоэлементы, а после сборки ложементы убирают и двигатель приходит в движение.

Конструкция представлена на рисунке условно-схематично, в упрощённом виде, крайне приближённом к прототипу, чтобы дать возможность экспертам понять суть идеи. Реальные конструкции и привод двигателя-генератора будут выглядеть по-другому.

От прототипа [1] представленный пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор отличается по сути только тем, что он дополнительно снабжён пьезоэлектрическими элементами с высоким коэффициентом пьезоэлектрической (электромеханической) связи, приближающимся к 0,8–0,9. Управляющая электрическая схема позволяет подавать преобразованную энергию гравитационного поля в виде электрического импульса тока на элементы с термомеханической памятью. При указанном выше коэффициенте связи до 80–90% энергии гравитационного поля, участвующей в деформации пьезоэлемента через силу веса, преобразуется в энергию электрического поля, а 10–20% преобразуется в энергию упругой деформации пьезоэлемента. Таким образом, основную часть преобразованной энергии возможно направить на поддержание вращения и преодоление дисбаланса, возникающего в результате деформации пьезоэлементов. Так как на изменение размеров пьезоэлемента за счёт деформации затрачивается значительно меньше энергии, чем на поддержание вращения, то согласно закону сохранения энергии, момент сил сопротивления вращению, возникающий от дисбаланса должен быть преодолён. Если применить магнитную подвеску (магнитный подшипник), тем самым уменьшив силу трения практически до нуля, оставшейся энергии будет достаточно для поддержания вращения. Приведённую конструкцию можно использовать как источник тепла.

Список литературы

1. А.с. 1094984 СССР. Тепломеханический двигатель / М.О.Халов. 1984.
2. Пат. 2225671 РФ МПК 7 Н 02 Н 2/10. Пьезоэлектрический тепломеханический двигатель-генератор/Л.В.Чернышенко // Открытия. Изобретения. 2004. №7. Приоритет 15.06.2001.

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Построение аксиальных многофазных трансформаторов и их практическое использование

ГАЙТОВ Б.Х., ГАЙТОВА Т.Б., КАШИН Я.М.

Приводится критическая оценка существующих конструкций многофазных трансформаторов и описывается конструкция, принцип работы и технология изготовления магнитопроводов разработанных авторами на уровне изобретения многофазных трансформаторов аксиального типа. Рассмотрена целесообразность практического применения аксиальных многофазных трансформаторов для интегрирования городского электротранспорта, в частности трамваев, с пригородной системой железнодорожного транспорта.

Несмотря на то, что в последние годы эксплуатационно-технические характеристики выпрямительных устройств существенно улучшились, основные проблемы, связанные с получением высокого уровня качества выпрямленного напряжения, в настоящее время еще не решены.

Существующие недорогие выпрямители, выполненные на базе одно- и трёхфазных трансформаторов переменного тока, не обеспечивают требуемого для работы многих технических устройств высокого уровня качества выпрямленного напряжения.

Как известно, получить надлежащее качество постоянного напряжения путём выпрямления трёхфазного можно, только используя фильтры, которые по массогабаритным показателям и по стоимости соизмеримы с источником питания и потребителем, поэтому их применение приводит к ухудшению массогабаритных показателей и повышению стоимости выпрямителей. Наиболее экономичный способ повышения качества выпрямленного напряжения – замена известных одно- и трёхфазных трансформаторов на многофазные.

Существующие трёхфазные трансформаторы обычной конструкции имеют ряд существенных недостатков. Технология изготовления магнитопроводов таких трансформаторов сложна и экономически нецелесообразна. Она основана на штамповке пластин магнитопроводов, при которой 20–30% электротехнической стали идёт в отходы. Кроме того, в кривой МДС таких трансформаторов могут присутствовать высшие гармоники порядка $v = 2im \pm 1$, где m – число фаз вторичной обмотки. Эти гармоники, особенно третья, вносят существенные искажения в форму кривых вторичного напряжения, влияют на источники питания ограниченной мощности, ухудшая тем самым качество преобразования

The article deals with the critical estimation of the existing designs of polyphase transformers and the description of design, principle of operation and technology of magnetic cores making.

It also deals with expediency of application of axial polyphase transformers for the integration of urban electric means of transport, trams in particular trams, with the system of suburban railway transport.

электрической энергии в преобразователе, снижают его мощность и КПД. Такие трансформаторы не обеспечивают симметричности выходных напряжений.

Увеличение числа фаз путем использования многофазных трансформаторов обычной конструкции с обмотками,ключенными по схемам типа зигзаг, также экономически нецелесообразно. Помимо указанных выше недостатков, присущих всем традиционным трансформаторам независимо от схем включения обмоток, технология изготовления трансформаторов с обмотками,ключенными по схемам типа зигзаг, требует включения дополнительных операций по разделению обмоток на две части, последующего их встречного включения и расположения половин обмоток на разных стержнях.

Авторам удалось существенно снизить коэффициент пульсаций выходного напряжения, заменив известные одно- и многофазные трансформаторы на многофазные трансформаторы с вращающимся магнитным полем, выполненные по принципу аксиальной электрической машины (аксиальные многофазные трансформаторы (АМТ) [1, 2]), а также упростить технологию изготовления магнитопроводов разработанных трансформаторов. Такие трансформаторы можно выполнить с помощью двух аксиальных магнитопроводов [1], однако для увеличения мощности трансформатора, изготовления трансформатора с любым числом фаз при выполнении минимально допустимого числа пазов и унификации активных торцевых поверхностей магнитопроводов целесообразно выполнить агрегатированный АМТ, который рассмотрен в данной статье.

Общий вид такого АМТ представлен на рис.1, электрическая схема соединения обмоток – на рис.2.

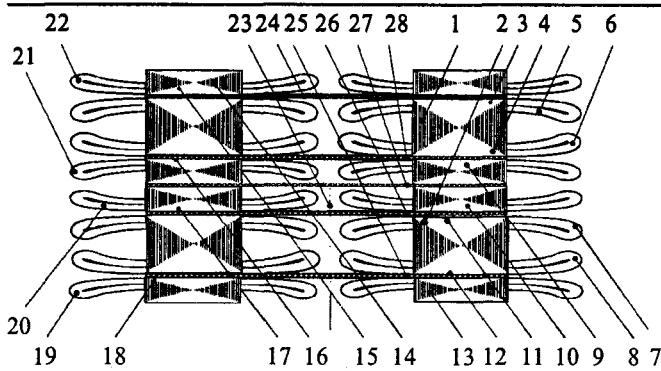


Рис.1. Многофазный трансформатор

Основными элементами АМТ являются (рис.1): внутренние аксиальные магнитопроводы 1 и 2, имеющие по две активные торцовые поверхности 3, 4, 11 и 12 с пазами, внутренние (9, 10) и боковые (13, 14) магнитопроводы, имеющие по одной активной торцовой поверхности 15, 16, 17 и 18 с пазами.

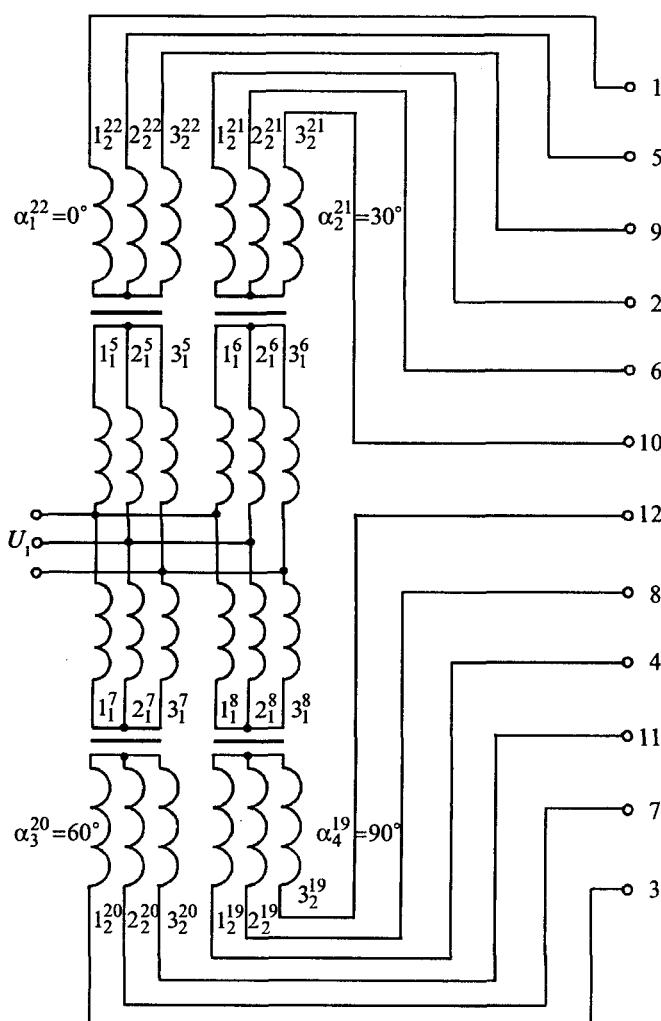


Рис.2. Многофазный трансформатор

В пазы магнитопроводов 1 и 2 уложены первичные трёхфазные обмотки 5, 6, 7 и 8, в пазы магнитопроводов (9, 10, 13, 14) – вторичные многофазные обмотки 19, 20, 21 и 22.

Магнитопроводы с вторичными обмотками сдвинуты относительно магнитопроводов с первичными обмотками вокруг их общей оси симметрии 23 каждый на свой угол

$$\alpha_i = (i - 1) \frac{2\pi}{m_2 k_2}, \text{ где } i \text{ – порядковый номер магнитопровода с вторичной обмоткой; } m_2 \text{ – число фаз каждой вторичной обмотки; } k_2 \text{ – количество магнитопроводов с вторичными обмотками.}$$

Магнитопроводы с первичными обмотками k_1 и со вторичными обмотками k_2 определяется числом фаз выходного напряжения АМТ m_T и числом фаз вторичных обмоток m_2 соотношениями: $k_2 = \frac{m_T}{m_2}$ и $k_1 = \frac{k_2}{2} = \frac{m_T}{2m_2}$.

На рис.2 обозначено: 1, 2, 3, ..., 12 – порядковый номер фазы выходного напряжения АМТ; 1_2^{22} – первая фаза вторичной обмотки 22; 2_1^8 – вторая фаза первичной обмотки 8, т.е. цифра (1, 2, 3) обозначает номер фазы обмотки, верхний индекс – номер обмотки в соответствии с рис.1, нижний индекс – первичную (вторичную) сторону АМТ; $\alpha_1^{22}, \alpha_2^{21}, \alpha_3^{20}, \alpha_4^{19}$ – угол поворота i -го магнитопровода ($i = 1, 2, 3, 4$ – порядковый номер магнитопровода, в пазы которого уложена вторичная обмотка с соответствующим верхнему индексу номером), определённый в соответствии с соотношением $\alpha_i = (i - 1) \frac{2\pi}{m_2 k_2}$ (в представленном варианте $\alpha_i = (i - 1) \frac{2\pi}{m_2 k_2} = (i - 1) \frac{2\pi}{3 \cdot 4}$); U_1 – напряжение питающей трёхфазной сети.

При подключении первичных обмоток к питающей сети напряжением U_1 во внутренних магнитопроводах 9, 10 и боковых магнитопроводах создается вращающееся магнитное поле. Это поле взаимодействует с вторичными обмотками и наводит в каждой из них систему многофазных ЭДС и напряжений, сдвинутых друг относительно друга на угол $2\pi/m_2$. В результате этого в каждой вторичной обмотке происходит преобразование трёхфазной системы напряжений в m_2 -фазную симметричную систему напряжений.

жений. Так как магнитное поле вращается, а магнитопроводы с вторичными обмотками повёрнуты относительно магнитопроводов с первичными обмотками, то магнитное поле будет наводить ЭДС в каждой фазе всех вторичных обмоток со сдвигом между собой на угол

$$\alpha = \frac{2\pi}{m_2 k_2} = \frac{2\pi}{m_t}. \text{ Фазовый сдвиг между ЭДС,}$$

наводимыми во вторичных обмотках, равен углу поворота магнитопроводов 9, 10, 13, 14 относительно магнитопроводов 1 и 2, т.е.

$$\alpha_i = (i-1) \frac{2\pi}{m_2 k_2}.$$

Таким образом, число фаз выходного напряжения разработанного АМТ равно $m_t = k_2 m_2$. Принимая количество фаз каждой вторичной обмотки, равным трём, можно достичь полной унификации активных торцевых поверхностей магнитопроводов и добиться выполнения минимально допустимого числа пазов. Это также позволяет упростить технологию изготовления АМТ, а также улучшить магнитные свойства магнитопроводов.

Технология изготовления магнитопроводов разработанных АМТ состоит из следующих последовательно выполняемых этапов:

- разрезка листов электротехнической стали на полосы шириной, равной высоте магнитопроводов;

- вырубка в полосах единичных пазов из расчета, что по мере увеличения диаметра навивки расстояние между единичными пазами соответственно увеличивается;

- отжиг полос с пазами в специальной печи с кварцевым песком при температуре 900°C; отжиг сопровождается образованием на поверхности полос оксидной пленки, обеспечивающей весьма тонкую и надежную изоляцию соприкасающихся элементов полос, при этом коэффициент заполнения пакета сталью близок к единице;

- навивка обработанных таким образом полос на каркас, при этом единичные пазы ложатся строго в радиальном направлении, поскольку расстояние между ними увеличивалось в функции диаметра навивки;

- укладка обмоток в пазы магнитопроводов.

Как следует из сказанного, АМТ имеет простую конструкцию, достаточно простую и малоотходную технологию изготовления, так как при такой технологии отсутствуют отходы электротехнической стали, связанные со штампов-

кой в ее классическом понимании, как у обычных (цилиндрических) магнитопроводов электрических машин и традиционных конструкций магнитопроводов трансформаторов. Технология изготовления АМТ упрощается также за счет непрерывности технологического процесса от разрезки листов электротехнической стали до укладки обмоток в пазы магнитопроводов включительно. Кроме того, при использовании холоднокатаной стали для изготовления магнитопроводов АМТ и направлении вращающегося магнитного поля вдоль проката (по пути наименьшего сопротивления) потери в стали сердечника уменьшаются на 20–25%, что позволяет сэкономить до 5–10% электротехнической стали [3]. Магнитная цепь АМТ при этом получается симметричной.

Известно, что при симметрии напряжений относительно оси абсцисс в трёхфазных преобразователях электрической энергии отсутствуют чётные гармоники [4].

В обычном трёхфазном трансформаторе существуют третья и нечётные гармоники более высокого порядка. В АМТ создается вращающееся магнитное поле. Токи первичной и вторичной цепей имеют временной и пространственный сдвиги на угол $2\pi/m_2$, где m_2 – число фаз вторичной обмотки. Поэтому гармонический состав МДС вторичной многофазной (например, девятифазной) цепи имеет особенности.

Для определения этих особенностей запишем пофазно уравнения МДС для m -фазной системы АМТ в виде известных пульсирующих волн [4]:

$$\left. \begin{aligned} F_{[t,a]}^1 &= \sum_{i=1}^v F_{mi} \sin t' \cos a; \\ F_{[t,a]}^2 &= \sum_{i=1}^v F_{mi} \sin \left(t - \frac{2\pi}{m} \right) \cos \left(a - 2 \frac{2\pi}{m} \right); \\ &\dots \\ F_{[t,a]}^m &= \sum_{i=1}^v F_{mi} \sin \left(t - (m-1) \frac{2\pi}{m} \right) \cos \left(a - (m-1) \frac{2\pi}{m} \right), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $F_{[t,a]}^1, F_{[t,a]}^2, \dots, F_{[t,a]}^m$ – текущие значения МДС m фаз ($m = 1, 2, 3, \dots, n$) АМТ во временной t и пространственной a координатах; $v = 1, 3, 5, \dots$ – порядок гармоник МДС; F_{mi} – максимальное значение МДС i -й нечётной гармоники; $t' = \omega t = \frac{2\pi}{T} t$ – угловая координата при угловой частоте ω (или периоде T) и времени t ; $a = \omega_n x = \frac{2\pi}{T_n} x$ – пространственная координата

при пространственном периоде T_n и координате x ; m – число фаз обмотки АМТ.

Разложив каждое из уравнений пульсирующих МДС фаз системы (1) на право- и левобегущие волны, получим уравнение бегущих волн в общем виде:

$$\begin{aligned} F^m = & \sum_{i=1}^v \frac{1}{2} F_{mi} \sin \left[t' + va - (m-1)(v+1) \frac{2\pi}{m} \right] + \\ & + \sum_{i=1}^v \frac{1}{2} F_{mi} \sin \left[t' - va - (m-1)(v-1) \frac{2\pi}{m} \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

С помощью уравнения (2) можно произвести гармонический анализ системы с любым числом фаз m и для любой гармоники суммарной МДС.

Для первой гармоники первичной трёхфазной цепи АМТ выражение суммарной (трёхфазной) МДС левобегущего поля имеет вид:

$$\begin{aligned} \sum_{m=3}^{m=3} F_{[t,a]} = & \frac{3}{2} F_{m1} \left[\sin(t' + a) + \sin \left(t' + a - \frac{4\pi}{3} \right) + \right. \\ & \left. + \sin \left(t' + a - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = 0. \end{aligned} \quad (3)$$

Для правобегущего поля:

$$\sum_{m=3}^{m=3} F_{[t,a]} = \frac{3}{2} F_{m1} \sin(t' - a) \neq 0. \quad (4)$$

Из уравнений (3), (4) видно, что основная гармоника МДС трёхфазной обмотки АМТ является правобегущим (вращающимся) магнитным полем, а левобегущие поля взаимно уравновешиваются.

Для третьей гармоники первичной трёхфазной цепи АМТ выражение суммарной (трёхфазной) МДС соответственно для левобегущих и правобегущих полей имеют вид:

$$\begin{aligned} \sum_{m=3}^{m=3} F_{[t,a]} = & \frac{3}{2} F_{m3} \left[\sin(t' + 3a) + \sin \left(t' + 3a - \frac{4\pi}{3} \right) + \right. \\ & \left. + \sin \left(t' + 3a - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = 0; \\ \sum_{m=3}^{m=3} F_{[t,a]} = & \frac{3}{2} F_{m3} \left[\sin(t' - 3a) + \sin \left(t' - 3a - \frac{4\pi}{3} \right) + \right. \\ & \left. + \sin \left(t' - 3a - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Из уравнений (5) видно, что для третьей гармоники отсутствуют право- и левобегущие поля. Это является одним из основных преимуществ АМТ перед обычными трансформатора-

ми (без вращающегося магнитного поля), в которых обязательно присутствует третья гармоника МДС, а следовательно, и напряжения.

Производя дальнейший анализ кривых МДС трёхфазной первичной цепи АМТ для более высоких гармоник, увидим, что для $v = 5, 11, 17$ и т.д. кривая МДС является левобегущим полем, а для $v = 7, 13, 19$ и т.д. – правобегущим.

В общем случае в АМТ присутствуют гармоники порядка $v = 2mi \pm 1$, где $i = 0, 1, 2, 3, \dots$. При этом знаку "плюс" соответствуют левобегущие поля, знаку "минус" – правобегущие поля.

Для вторичной девятифазной обмотки АМТ получим следующий гармонический состав МДС:

$$\left. \begin{aligned} \sum F_{[t',a]} & \neq 0; & \sum F_{3[t',a]} & = 0; & \sum F_{5[t',a]} & = 0; \\ \sum F_{7[t',a]} & = 0; & \sum F_{9[t',a]} & = 0; & \sum F_{11[t',a]} & = 0; \\ \sum F_{13[t',a]} & = 0; & \sum F_{15[t',a]} & = 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Все последующие высшие гармоники с порядковыми номерами 17, 19, 35, 37, и т.д. в результирующей кривой МДС присутствуют ($v = 2mi \pm 1$, при $m = 9$ $v = 17, 19, 35, 37$, и т.д.). Таким образом, при использовании разработанных АМТ для преобразования переменного напряжения в постоянное не требуются фильтры, так как АМТ сами являются фильтрами (в случае 9-фазного АМТ – для гармоник с порядковыми номерами от 2 до 16). Амплитуда более высоких гармоник настолько мала, что не оказывает существенного влияния на качество выпрямленного напряжения.

Таким образом, разработанные АМТ имеют ряд существенных преимуществ: отсутствие третьей гармоники и гармоник более высокого порядка в кривой выходного напряжения, простую конструкцию и технологию изготовления, симметричное выходное напряжение, низкий процент отходов электротехнической стали при изготовлении магнитопроводов.

Одним из возможных и, по мнению авторов, перспективных и успешных направлений использования АМТ является городской электротранспорт (ГЭТ). Использование АМТ позволит существенно упростить интегрирование ГЭТ, в частности трамваев, с пригородной системой железнодорожного транспорта.

Параметры электрических сетей ГЭТ практически повсеместно едины и характеризуются значением напряжения 660 В постоянного тока, для получения которого на городской территории располагаются соответствующие преобразова-

тельные подстанции, питающие сеть ГЭТ. Эффективность работы ГЭТ позволила ему в отдельных случаях выйти за пределы городской черты, охватив при этом своими маршрутами ряд близлежащих и удаленных (на десятки километров) пригородов.

Так, в 1986 г. в Германии (г. Карлсруэ) был внедрен впервые и пока (по нашим сведениям) единственный в мировой практике так называемый интегрированный трамвай Немецкой Федеральной системы железнодорожного транспорта (НФСЖДТ). Интеграция местного электрического транспорта в г. Карлсруэ проходила в два этапа. На 1-м этапе в 1985 г. весь ГЭТ г. Карлсруэ был интегрирован в единую систему, что привело к увеличению пассажиропотока в 1999 г. вдвое, т.е. на 133 млн. человек при численности населения города около 300 тыс. человек. Это позволило существенно снизить дефицит работы ГЭТ в городе с 54 млн. немецких марок в 1994 г. до 41 млн. марок в 1998 г., т.е. более, чем на 26%, что подтверждает высокий экономический эффект 1-го этапа интеграции ГЭТ. 2-й этап интеграции ГЭТ в г. Карлсруэ реально был осуществлен лишь в 1992 г., когда первая линия скоростного трамвая НФСЖДТ связала г. Карлсруэ с г. Бреттеном. В результате вагоны железной дороги облегченного типа, т.е. обычный городской интегрированный трамвай стал ходить по городу, а затем, перейдя на Федеральные железнодорожные пути (без какой-либо пересадки пассажиров), двигался по Федеральным железнодорожным путям до г. Бреттена. Интегрированный трамвай при этом перевозил в воскресные дни в 30 раз и в будни – в 3,4 раза больше пассажиров по сравнению с ранее эксплуатировавшимися железными дорогами [5].

Авторам представляется целесообразным использование опыта Германии по интегрированию городского трамвая применительно к отечественной контактной железнодорожной сети электровоза, где сеть имеет следующие параметры: напряжение $U = 27,5$ кВ переменного тока, частота $f = 50$ Гц.

Естественно, что при данных параметрах контактной сети электровоз, как правило, имеющий электропривод постоянного тока на базе двигателей смешанного возбуждения, должен содержать собственную преобразовательную подстанцию, что и реализовано на практике.

Что касается интегрированного трамвая, то его преобразовательная подстанция должна содержать однофазный согласующий (понижаю-

щий) трансформатор на напряжение $27,5K_b/0,66$ кВ, где K_b – коэффициент напряжения выпрямителя, выпрямитель и сглаживающий фильтр. Тогда выходное напряжение подстанции будет согласовано с напряжением электропривода, системами управления и освещения трамвая:

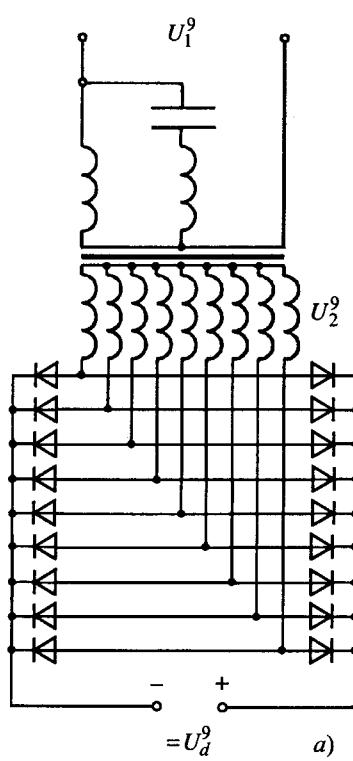
$$U_{xx} = U_N \cdot 1,05 = 660 \cdot 1,05 = 693 \text{ В;}$$

$$U_\phi = U_{xx}/K_b = 693/0,9 = 770 \text{ В.}$$

Однако при использовании однофазного трансформатора коэффициент пульсаций выходного напряжения, определяемый по формуле

$$K_p = \frac{U_m}{U_d}, \text{ где } U_m \text{ – амплитуда гармонической}$$

составляющей выпрямленного напряжения; U_d – среднее значение выпрямленного напряжения, недопустимо высок. Применение разработанных АМТ позволяет существенно снизить коэффициент пульсации. Схема выпрямления выходного напряжения при использовании 9-фазного АМТ, собранного на двух магнитопроводах, и временные характеристики представлены на рис.3. Схема первичных обмоток при использовании 12-фазного агрегатированного АМТ, рассмотр-



a)

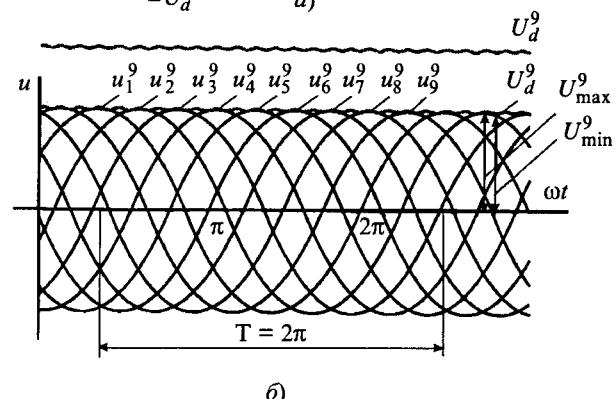


Рис.3. Электрическая схема 9-фазного согласующего АМТ с двухполупериодными выпрямителями и временные зависимости его выходных напряжений

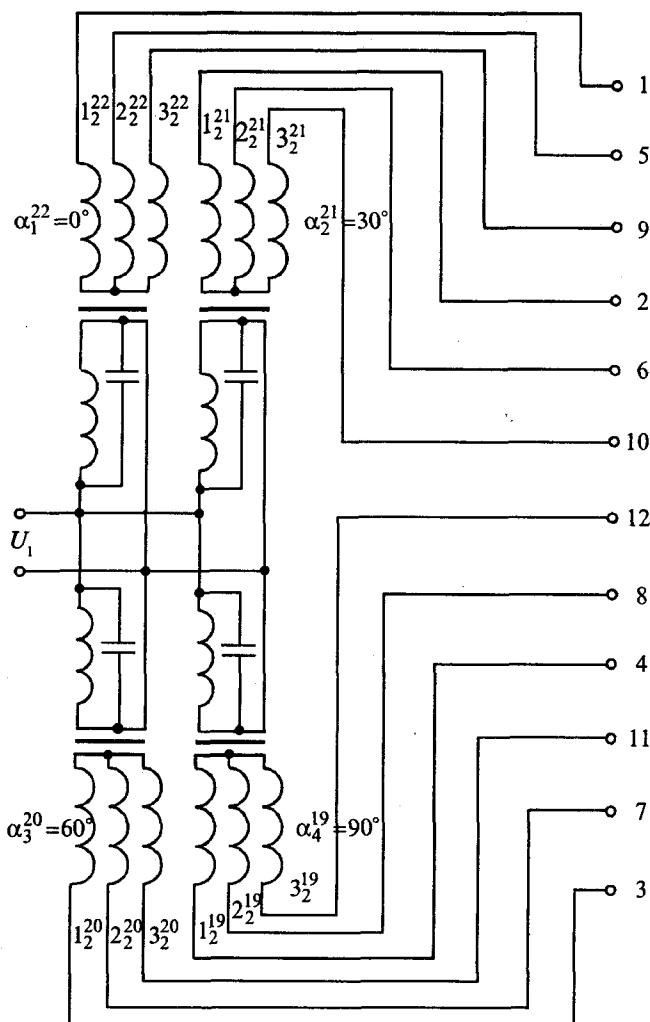


Рис.4. Многофазный трансформатор

ренного выше, представлена на рис.4. При повышении числа фаз выходной обмотки трансформатора коэффициент пульсаций соответственно снижается, так как среднее значение выпрямленного напряжения при этом возрастает [6]: $U_d \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}$, где m_2 – число фаз выходной (вторичной) обмотки многофазного трансформатора.

Авторами разработана электрическая схема интегрированного трамвая, построена комплексная математическая модель системы СМТ-МВ-ЭП, где СМТ – согласующий многофазный трансформатор, МВ – многофазный выпрямитель, ЭП – электропривод. Использование АМТ в качестве согласующего трансформатора позволяет исключить из электрической схемы сглаживающие фильтры, роль которых выполняют сами АМТ. Реализация полученных математических моделей позволила исследовать систему в переходных режимах, получить семейство её

динамических характеристик и установить связь между отдельными параметрами и характеристиками системы. Полученные результаты позволяют рекомендовать использование АМТ для улучшения параметров контактной сети ГЭТ с целью интегрирования городского трамвая с пригородными железнодорожными путями.

Материалы статьи составлены на основании двух докладов, обсужденных на 5-й Международной конференции "Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение" и рекомендованных к опубликованию в журнале "Электротехника".

Список литературы

- Пат. № 2139586 РФ. Многофазный трансформатор-фазорегулятор / Гайтов Б.Х., Кашин Я.М. и др. // Открытия. Изобретения. 1999. № 28.
- Пат. № 2181512 РФ. Многофазный трансформатор / Гайтов Б.Х., Кашин Я.М., Гайтова Т.Б. // Открытия. Изобретения. 2002. № 11.
- Гайтов Б.Х., Прасько Д.Г., Гайтова Т.Б. Разработка многофазных трансформаторов// Электротехника. 2000. № 8. С.42–45.
- Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. М.-Л.: Энергия, 1965. Ч. 2.
- Гайтов Б.Х., Гайтова Т.Б., Кашин Я.М. Улучшение параметров контактной ГЭТ с помощью многофазного трансформатора // Тр. 5-й Международной конференции "Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение" (Труды МКЭЭЭ-2003). Ч. 1. 2003. С.620-623.
- Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1980.



Гайтов Борис Хамидович – заведующий кафедрой электротехники Кубанского государственного технологического университета. В 1961 г. окончил электромеханический факультет Карагандинского политехнического института. В 1983 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме "Управляемые АД с массивными многофункциональными роторами".

Гайтова Тамара Борисовна – докторант МЭИ. В 1986 г. окончила энергетический факультет Краснодарского политехнического института. В 1997 г. защитила в Кубанском государственном технологическом университете кандидатскую диссертацию по теме "Электромеханические преобразователи энергии для нетрадиционной энергетики".



Кашин Яков Михайлович – начальник научно-исследовательского и редакционно-издательского отдела Краснодарского военно-авиационного института. В 1982 г. окончил факультет авиационного оборудования Киевского высшего военного авиационного инженерного училища. В 1999 г. защитил в Кубанском государственном технологическом университете кандидатскую диссертацию по теме "Вопросы теории, разработка конструкции и математическое моделирование аксиального многофазного трансформатора-фазорегулятора".

Определение высокочастотных потерь в обмотках силового трансформатора полумостового преобразователя постоянного напряжения

ГУСЕВ Б.А.

Рассмотрена методика определения высокочастотных потерь в обмотках силового трансформатора преобразователя. Проведена оптимизация потерь в трансформаторе, показан обоснованный выбор типоразмера сердечника с учетом особенностей построения силовой части преобразователя.

В современной технике силового преобразования электроэнергии увеличение частоты преобразования, требуемое для уменьшения размеров и массы магнитных элементов и конденсаторов, приводит к необходимости учитывать эффекты, возникающие при этом. При проектировании обмоток высокочастотных трансформаторов и дросселей нужно учитывать так называемые скин-эффект и эффект близости. Теоретический метод учёта этих эффектов был изложен в [1] для синусоидальных токов и [2] для токов произвольной формы.

Цель данной статьи – показать на примере трансформатора несимметричного полумостового преобразователя возможность существенного улучшения основных характеристик трансформатора при намотке обмоток с учётом высокочастотных эффектов.

В распоряжение автора был предоставлен преобразователь мощностью 600 Вт с естественным охлаждением. Преобразователь был выполнен по несимметричной полумостовой схеме (рис.1) [3], частота его работы 100 кГц. В преобразователе установлен трансформатор, основными недостатками которого были:

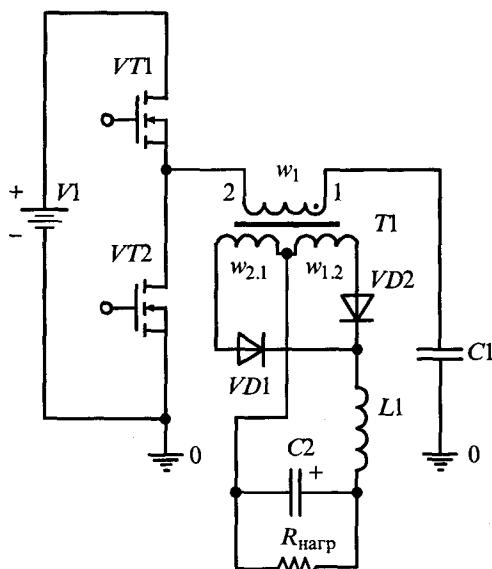


Рис.1. Схема несимметричного полумостового преобразователя

– большие размеры (использовался сердечник ETD49/25/16) и, соответственно, высокая стоимость;

– большие потери в обмотках и связанный с ними повышенный перегрев.

Обмотки трансформатора первоначально были выполнены следующим образом (рис.2):

– половина первичной обмотки наматывается первой и содержит 11 витков, выполненных двойным проводом диаметром 0,85 мм;

– две половины вторичной обмотки наматываются одновременно фольгой (толщина меди 200 мкм) с соответствующей изоляцией; число витков в каждой половине вторичной обмотки 7; каждый виток – один слой обмотки;

– вторая половина первичной обмотки наматывается последней и содержит 11 витков, выполненных двойным проводом диаметром 0,85 мм.

Следует обратить внимание на следующие особенности прототипа трансформатора:

– первичная обмотка намотана проводом слишком большого диаметра для частоты работы трансформатора 100 кГц;

– во вторичной обмотке сложены две заготовки обмотки и происходит одновременная намотка двух половин, что должно приводить к повышенным потерям в этой обмотке, так как в каждой из обмоток в период отсутствия рабо-

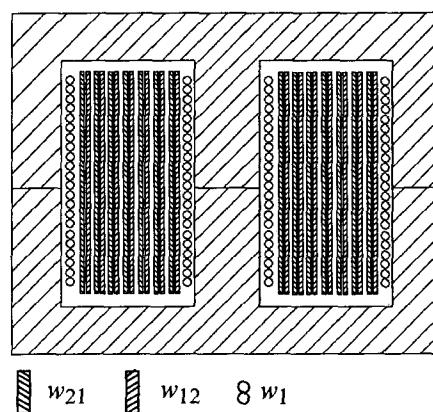


Рис.2. Расположение обмоток трансформатора прототипа (опыты 1,2)

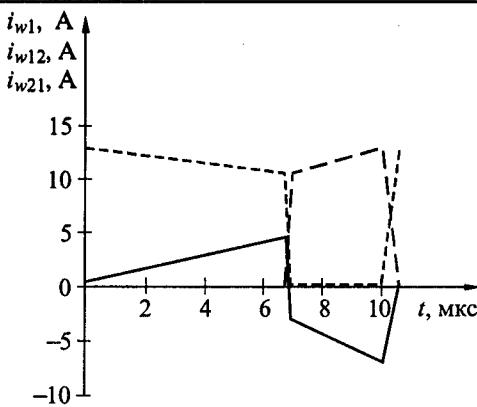


Рис.3. Диаграммы токов

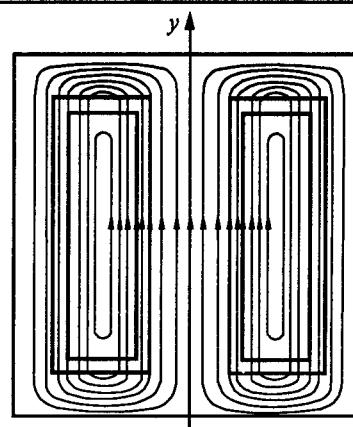


Рис.4. Силовые линии магнитного поля в трансформаторе

чего тока продолжают образовываться вихревые токи, создающие дополнительные потери; кроме того, толщина фольги и число слоев каждой из обмоток не оптимальны для формы тока и частоты основной гармоники преобразования.

Во втором эксперименте диаметр проводов первичной стороны увеличен до 1 мм.

Диаграммы токов в расчётном режиме ($U_{\text{вх}} = 400 \text{ В}$, $U_{\text{вых}} = 50 \text{ В}$, $I_{\text{вых}} = 12 \text{ А}$) показаны на рис.3. Действующее значение тока в первичной обмотке 3,66 А, в первой вторичной обмотке (w_{12}) 9,45 А, во второй вторичной обмотке (w_{21}) 6,607 А.

Методика расчёта потерь в обмотках и перегрева трансформатора основана на материалах [1, 2]. В отечественной литературе имеется несколько работ, которые, по мнению автора, достаточно близко связаны с решением задачи расчёта потерь в обмотках и перегрева трансформатора на высоких частотах. В [4] приводится глубина проникновения электромагнитного поля в проводник для различных частот и коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления провода на повышенных частотах. Эффект близости не рассматривается. Расчётных данных и сопоставления с экспериментальными результатами не приведено, методики расчёта не имеется.

В [5] рассматриваются вопросы расчёта высокочастотных потерь в магнитных элементах. Однако этот справочник, по мнению автора, имеет следующие недостатки:

- исходные соотношения для расчёта дополнительных высокочастотных потерь при синусоидальных токах полностью совпадают с полученными [1]. К сожалению авторы не указали точный источник, откуда эти соотношения были взяты;

– для расчёта потерь при несинусоидальных токах произвольной формы предложено брать за основу не синусоидальные токи, а периодические экспоненциальные, а в качестве перехода к токам несинусоидальной формы использовать не разложение функции в ряд Фурье, а равенство Парсеваля или графические методы, но эта методика, по мнению автора, более сложно реализуется современными программно-вычислительными средствами.

При расчёте потерь в обмотках в настоящей статье делаются следующие допущения:

1. Магнитное поле, пересекающее обмотки, принимается однородным. Краевые искажения и эффект выпучивания в зазоре не учитываются.

2. Силовые линии магнитного поля параллельны центральному керну сердечника, как показано на рис.4.

При расчёте перегрева в трансформаторе принимаются следующие допущения:

1. Потери в сердечнике считаются неизменными для заданных индукций, частоты и типа сердечника.

2. Трансформатор (сердечник и обмотка) считается однородным источником тепла. Не учитываются внутренние тепловые сопротивления и тепловые сопротивления между сердечником и обмоткой.

3. Не учитывается неоднородность нагревов внутри трансформатора.

4. Не учитываются потери, связанные с паразитными емкостями трансформатора.

Методика расчёта

1. Расчёт производится для намотки лентой заданной толщиной h . При намотке проводом используется эквивалентная толщина ленты, рассчитываемая по формуле:

$$h_{\text{экв}} = \left(\frac{\pi}{4} \right)^{0,75} d_{\text{пр}} \sqrt{\frac{d_{\text{пр}}}{S_{\text{пр}}}}, \quad (1)$$

где $d_{\text{пр}}$ – диаметр провода; $S_{\text{пр}}$ – расстояние между центрами проводов.

2. Производится предварительное секционирование обмоток.

3. Определяется гармонический состав токов в обмотках разложением функции тока в ряд Фурье в расчётном режиме трансформатора.

4. Для каждой из гармоник определяется относительная толщина фольги X_i , как отношение толщины фольги h к толщине скин-слоя на этой гармонике:

$$X_i = \frac{h}{\delta_{\omega i}}, \quad (2)$$

где $\delta_{\omega i}$ – толщина скин-слоя на частоте ω_i ,

$$\delta_{\omega i} = \sqrt{\frac{2\rho}{i\omega\mu_0}}; \quad (3)$$

ρ – удельное электрическое сопротивление меди при заданной температуре; ω – круговая частота основной гармоники; i – номер гармоники; m – число слоев в секции из п.3.

5. Для каждой из гармоник из п.4 находится соотношение сопротивления переменному (синусоидальному) току на частоте данной гармоники к сопротивлению постоянному току:

$$F_{R\omega i} = \frac{R_{AC\omega i}}{R_{DC}}. \quad (4)$$

Этот коэффициент определяется, как функция от числа слоев в секции обмотки m и относительной толщины фольги X_i [1]:

$$F_{R\omega i}(m, X_i) = \frac{X_i(\sin h(2X_i) + \sin(2X_i))}{\cos h(2X_i) - \cos(2X_i)} + \\ + \frac{(m^2 - 1)}{3} [2X_i(\frac{\sin h(X_i) - \sin(X_i)}{\cos h(X_i) + \cos(X_i)})], \quad (5)$$

где X_i – относительная толщина фольги для заданной i -й гармоники.

На рис.5 приведена зависимость $F_{R\omega i}$ от X_i при числе слоев $m = 1..11$.

6. Вводится нормализованный коэффициент сопротивления:

$$K_R = \frac{R_{\omega e}}{R_{\omega x}}, \quad (6)$$

где $R_{\omega e}$ – сопротивление обмотки переменному несинусоидальному току заданной формы;

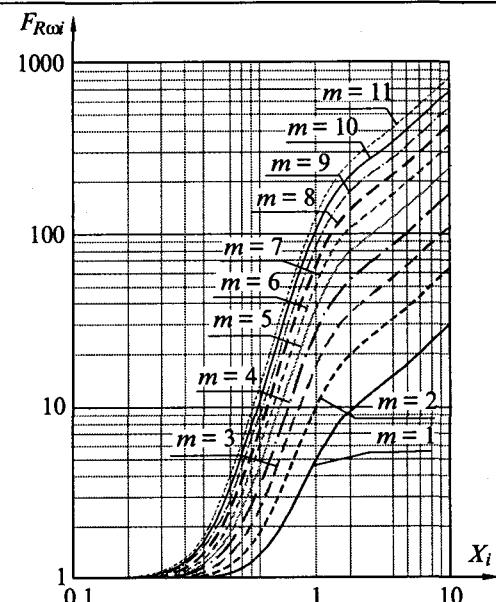


Рис.5. Зависимость соотношения сопротивления синусоидальному току к сопротивлению постоянному току от параметра X_i для заданной частоты при разном числе слоев обмотки m

$R_{\omega x}$ – сопротивление обмотки постоянному току при толщине слоя, равной толщине скин-слоя на основной частоте:

$$R_{\omega x} = \frac{R_{DC}}{h} \delta_{\text{main}} = R_{DC} X_{\text{main}}. \quad (7)$$

Из [2] коэффициент

$$K_R = \frac{[I_0^2 + F_{R\omega 1}(m, X_1)I_1^2 + \dots + F_{R\omega n}(m, X_n)I_n^2]}{X_{\text{main}}(I_{rms}^2)}, \quad (8)$$

где $F_{R\omega i}$ – соотношение сопротивления переменному (синусоидальному) току на частоте i -й гармоники к сопротивлению постоянному току; X_i – относительная толщина фольги для i -й гармоники; X_{main} – относительная толщина фольги для главной гармоники преобразования.

7. Находится сопротивление постоянному току R_{DC} .

8. Находится сопротивление несинусоидальному току рассмотренной формы:

$$R_{\text{pulse}} = K_R X_{\text{main}} R_{DC}. \quad (9)$$

9. Находится действующее значение тока рассмотренной формы I_{rms} .

10. Находятся потери в обмотке от тока рассмотренной формы:

$$P = I_{rms}^2 R_{\text{pulse}}. \quad (10)$$

11. Повторяются пп.4–11 для каждой из обмоток трансформатора.

12. Определяются потери в сердечнике (из справочных данных на данный сердечник [6]).
13. Находятся суммарные потери.
14. Вычисляется перегрев при заданной температуре обмотки:

$$\Delta T = R_{th} \Sigma P, \quad (11)$$

где R_{th} – тепловое сопротивление магнитного элемента (из справочных данных на данный сердечник [6]).

По изложенной методике были рассчитаны перегревы трансформатора в первом и во втором экспериментах. В третьем и четвертом экспериментах двойной провод первичной обмотки был заменён фольгой толщиной 35 и 70 мкм соответственно. Дальнейшие расчёты и эксперименты проводились при намотке вторичной обмотки фольгой следующим способом: выполнялась одна заготовка на две половины обмотки с отводом в середине (рис.6). Такой способ намотки обеспечивает симметричность диаграммы намагничивающей силы, что снижает потери.

Еще один эксперимент (пятый) был проведён на том же типоразмере сердечника (ETD49) при намотке первичной и вторичной обмоток следующим образом:

w_1 – фольга 70 мкм; w_{12}, w_{21} – фольга 100 мкм.

В результате работ с исходным трансформатором было выяснено, что выбранный типоразмер сердечника имеет избыточность для выбранной схемы преобразователя и заданной мощности. Был проведен расчёт требуемого значения $S_c S_0$ (см^4) сердечника для трансформатора, применяемого в рассматриваемой схеме (S_c – сечение магнитопровода, S_0 – площадь окна сердечника), по соотношению, вывод которого приведен в *Приложении*:

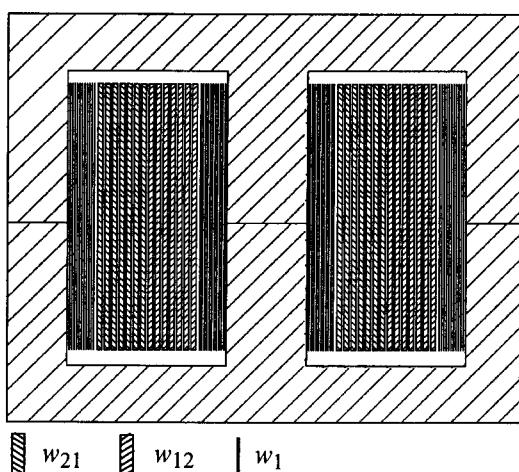


Рис.6. Расположение обмоток трансформатора в опытах 3–7

$$S_c S_0 = \left[\frac{P_h \cdot 10^4 \left(\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right)}{4f B_{\text{пер}} K_J K_i} \right]^{\frac{1}{1+y}} \quad (12)$$

Исходные данные для расчёта:

$\eta = 0,98$; $f = 100000$ Гц; $B_{\text{пер}} = 0,12$ Тл (для феррита марки N87); коэффициент использования окна $K_i = 0,2$; коэффициент $K_J = 630 \text{ A/cm}^2$ (перегрев 50°C); коэффициент $y = -0,17$ для феррита.

В результате расчёта по формуле (12)

$$S_c S_0 = 2,89 \text{ см}^4.$$

Из стандартных сердечников серии ETD с учётом роста потерь в сердечнике из-за повышения индукции и увеличения перегрева, и вызванных уменьшением размеров, выбираем ближайший ETD44:

$$S_{c\min} = 1,72 \text{ см}^2; S_{0\min} = 2,79 \text{ см}^2; (S_c S_0)_{\min} = 4,8 \text{ см}^4.$$

В опытах 6 и 7 трансформатор выполнялся на сердечнике ETD44. В опыте 6 первичная обмотка изготавливается из фольги 70 мкм и вторичная обмотка – из фольги 100 мкм. Последнее изменение в намотке заключалось в уменьшении плотности тока во вторичной обмотке (толщина фольги составила 70 мкм).

Результаты измерений и расчётов перегрева трансформатора показаны на рис.7 и в таблице.

Выводы

1. Для разработки трансформатора, работающего на высокой частоте, обоснован выбор типоразмера сердечника и использована методика расчёта потерь в обмотках и перегрева конструкции на основе [1,2].

2. Методика может быть использована для любого варианта силовой части преобразовате-

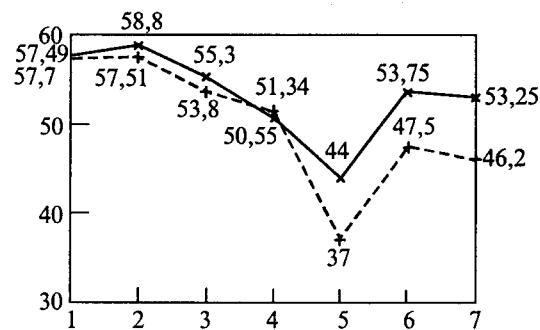


Рис.7. Теоретический (+) и экспериментальный (x) перегревы в зависимости от способа исполнения обмотки

Опыт	Способ намотки	$T_{\text{обм}}$, °C	$T_{\text{серд}}$, °C	$\Delta T_{\text{эксп}}$, °C	$\Delta T_{\text{теор}}$, °C
1	Сердечник ETD 49 Намотка w_1 – двойным проводом $d = 0,85$ мм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 200$ мкм	124,5	118,3	57,49	57,7
2	Сердечник ETD 49 Намотка w_1 – двойным проводом $d = 0,1$ мм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 200$ мкм	124,3	115,3	58,8	57,51
3	Сердечник ETD 49 Намотка w_1 – фольгой $h = 35$ мкм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 200$ мкм	118,5	118,5	55,3	53,8
4	Сердечник ETD 49 Намотка w_1 – фольгой $h = 35$ мкм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 200$ мкм	113	113,75	50,55	51,34
5	Сердечник ETD 49 Намотка w_1 – фольгой $h = 70$ мкм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 100$ мкм	106	101,8	44	37
6	Сердечник ETD 44 Намотка w_1 – фольгой $h = 70$ мкм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 100$ мкм	110	110,6	53,75	47,5
7	Сердечник ETD 44 Намотка w_1 – фольгой $h = 70$ мкм Намотка w_{12}, w_{21} – фольгой $h = 70$ мкм	108,7	108	53,25	46,2

Примечание. Экспериментальный перегрев определялся как разность $\Delta T_{\text{эксп}} = \left(\frac{T_{\text{обм}} + T_{\text{серд}}}{2} \right) - T_{\text{бл}}$,
где $T_{\text{бл}}$ – температура воздуха внутри корпуса преобразователя.

ля и позволяет уменьшить потери, использовать меньший типоразмер сердечника, снизить затраты на производство при увеличении надёжности.

Приложение

Определение произведения $S_c S_o$ для схемы на рис.1.

Расчёт производится для наибольшего изменения индукции ΔB , которое имеет место при коэффициенте заполнения $D = 0,5$.

По закону электромагнитной индукции

$$U_1 = w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = w_1 \frac{\Delta B}{\Delta t} S_c = \frac{w_1 \Delta B S_c}{DT} = 2w_1 f \Delta B S_c,$$

где T – период переключения; f – частота переключения; ΔB – изменение индукции за время импульса (открыт ключ VT1).

Аналогично

$$U_{12} = 2w_{12} f \Delta B S_c; U_{21} = 2w_{21} f \Delta B S_c.$$

Отсюда

$$w_1 = \frac{U_1}{2f \Delta B S_c}; \quad (\Pi.1)$$

$$w_{12} = \frac{U_{12}}{2f \Delta B S_c}; \quad (\Pi.2)$$

$$w_{21} = \frac{U_{21}}{2f \Delta B S_c}. \quad (\Pi.3)$$

Заполнение окна медью

где K_u – коэффициент заполнения окна медью; J – плотность тока (принимается равной для всех обмоток); I_{d1}, I_{d12}, I_{d21} – действующие значения тока в первичной, первой и второй вторичных обмотках соответственно.

Подставим (П.1–3) в (П.4):

$$S_0 K_u = \frac{U_1}{2f \Delta B S_c} \frac{I_{d1}}{J} + \frac{U_{12}}{2f \Delta B S_c} \frac{I_{d12}}{J} + \frac{U_{21}}{2f \Delta B S_c} \frac{I_{d21}}{J}.$$

Последнее соотношение преобразуем:

$$S_0 K_u = \frac{U_1 I_{d1} + U_{12} I_{d12} + U_{21} I_{d21}}{2f \Delta B S_c J}. \quad (\Pi.5)$$

Учитывая, что

$$U_1 I_{d1} = \frac{P_H}{\eta}; \quad (\Pi.6)$$

$$U_{12} I_{d12} = U_{21} I_{d21} = U_H I_H \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad (\Pi.7)$$

$$\Delta B = 2B_{\text{пер}}, \quad (\Pi.8)$$

получаем

$$S_c S_0 = \frac{P_H \left(\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right)}{4f B_{\text{пер}} J K_u}.$$

Теоретическая зависимость плотности тока J от $S_c S_0$, подтверждаемая опытом [4]:

$$J = K_J (S_c S_0)^y, \quad (\text{П.9})$$

где K_J – плотность тока для заданного перегрева при $S_c S_0 = 1 \text{ см}^4$.

После преобразований размерностей получаем формулу (12).

Список литературы

1. Dowell P.L. Effects of eddy currents in transformer windings // Proceedings of the IEE, 1964.

2. Carsten Bruce. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics. 1986.

3. Коротков С.М., Миахутдинов Р.К. Полумостовой преобразователь постоянного напряжения с ассиметричной коммутацией силовых ключей // Электротехника. 1996. №12.

4. Найвельт Г.С. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1985.

5. Горский А.Н., Русин Ю.С. и др. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания, М.: Радио и связь, 1988.

6. Epcos Databook.

Гусев Борис Андреевич – аспирант Московского государственного авиационного института (ТУ), инженер ЗАО "Связь-инжиниринг".

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Векторный метод управления электромеханическими преобразователями¹

МИЩЕНКО В.А.

Предложен векторный метод управления электромеханическими преобразователями, при котором основными параметрами векторного управления являются углы взаимных фазовых смещений электромагнитных векторов состояния. Для асинхронного двигателя приведены уравнения, связывающие модули и взаимные углы векторов токов и потокосцеплений, применимые для синтеза систем векторного управления.

Метод координат, длительная история развития которого отражена в [1], позволяет в разных системах координат выявлять свойства нелинейных систем, описываемых векторными переменными [2]. Этот метод широко используется в теории электромеханических преобразователей, основанной на координатных преобразованиях системы нелинейных дифференциальных уравнений электромагнитных процессов из неподвижных координат a, b, c или α, β к синхронно вращающимся декартовым координатам d, q или x, y [3–5].

Известные численные методы решения этой системы уравнений в координатах x, y позволяют проводить анализ режимов электродвигателей методами математического моделирования при заданных параметрах питающего напряжения [6] или в заданной структуре системы векторного регулирования электродвигателя [7]. Однако синтез законов, способов и систем век-

The vector method of electromechanical converters control proposed, according to it the vector control principal parameters are angles of mutual phase shifts of state electromagnetic vectors. For an induction motors the corresponding equations are given : they connect modules and mutual angles of vector of currents and flow coupling and are usable for synthesis of vector control systems.

торного управления лишь численными методами невозможен.

Частотный метод управления [8] позволил определить законы управления статическими режимами [8–14], но проблема сходимости условий оптимальности динамики и статики в единой системе управления в частотном методе также не имеет положительного решения.

Потребности автоматизации и возможности преобразовательной и микропроцессорной техники таковы, что дальнейшее развитие теории электромеханики и систем автоматического управления электромеханическими преобразователями требует создания метода синтеза векторных систем управляемых электромеханических преобразователей [12], для которых возможна энергодинамическая оптимизация регулируемых параметров напряжения и тока при оптимальном управлении магнитным полем как в статике, так и в динамике [12–18].

Методология векторного управления динамикой магнитного поля должна быть совместимой с теорией статики и позволять находить

¹ Печатается в порядке обсуждения.

оптимальные законы векторного управления [16,18], разрабатывать способы и алгоритмы векторного управления, производить синтез и системную оптимизацию управления и параметров электромеханических комплексов [12].

Предлагаемый в статье метод является векторным методом аналитического решения и последующей реализации в системе управления аналитических решений полной системы нелинейных дифференциальных уравнений электродинамики электромеханического преобразователя с привлечением метода координат и уравнений векторных связей потокосцеплений и токов при магнитном насыщении. Метод позволяет выявить и реализовать новые свойства, параметры, законы и способы адаптивно-оптимального управления при требуемых качествах регулируемого электропривода.

Основные задачи синтеза связаны с отысканием параметров, законов и способов управления электромагнитными векторами состояния \bar{V}_j при точном регулировании момента $M(t)$ и скорости $\omega(t)$. В связи с этим обобщенный управляемый электромеханический преобразователь с нелинейным магнитопроводом рассматривается в множестве систем декартовых координат x_i, y_i , поочередно ориентируемых по всем векторам состояния \bar{V}_j , с последующим эквивалентированием полученного множества систем уравнений по модулям V_j и взаимным фазовым смещениям векторов состояния [12].

Векторные взаимодействия происходят в многомерном пространстве состояний, образованном девятью векторами состояния (рисунок).

В декартовой системе координат x, y пространство состояний вращается вокруг неподвижной оси α с частотой синхронизации $\omega_s(t)$ или $\omega(t)$. Векторное пространство состояний образуется фазными векторами напряжения \bar{U}_s , тока статора \bar{i}_s , тока намагничивания \bar{i}_m , тока ротора \bar{i}_r , потокосцепления статора $\bar{\Psi}_s$, потокосцепления в воздушном зазоре $\bar{\Psi}_m$, потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$, вектором ротора \bar{R} и вектором электромагнитного момента \bar{M} , направленного перпендикулярно показанной на рисунке плоскости взаимодействия электромагнитных векторов состояния.

Для асинхронной машины вектор тока ротора \bar{i}_r смещает вектор потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ относительно потокосцепления в воздушном зазоре $\bar{\Psi}_m$ на угол $\Delta\phi_{mr}$ (рисунок). Для синхронного двигателя с постоянными магнитами $\bar{i}_r = 0$ вектор потокосцепления $\bar{\Psi}_m$, возбуждаемый постоянным магнитом, совпадает с вектором ротора \bar{R} и соответствует вектору $\bar{\Psi}$, [17,18].

Взаимное угловое позиционирование электромагнитных векторов состояния формулируется как основная проблема векторного управления электродинамикой обобщенной электрической машиной с нелинейным магнитопроводом [12]. Статика определяется состоянием, при котором устанавливаются постоянные модули и постоянные углы взаимных фазовых смещений электрических и магнитных векторов, изображенных на рисунке.

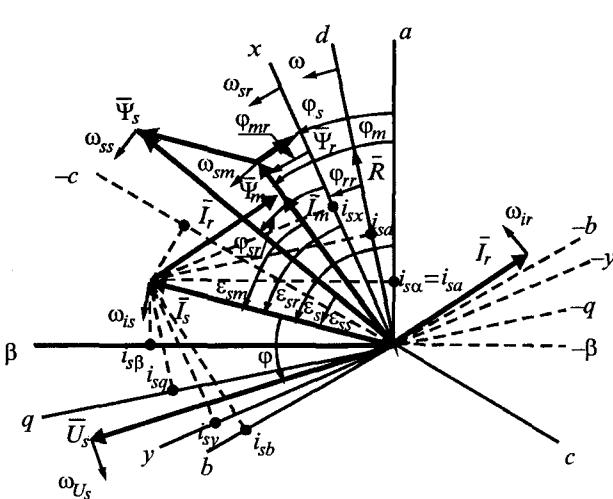
Вектор тока намагничивания \bar{i}_m совпадает с направлением вектора потокосцепления в воздушном зазоре $\bar{\Psi}_m$, угловое положение которого определяет расположение двух векторных треугольников, образованных потокосцеплениями статора $\bar{\Psi}_s$ и ротора $\bar{\Psi}_r$:

$$\bar{\Psi}_m = L_m(\Psi_m) \bar{i}_m; \quad (1)$$

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_m + L_{\sigma_s} \bar{i}_s; \quad (2)$$

$$\bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_m + L_{\sigma_r} \bar{i}_r, \quad (3)$$

где L_m – главная (взаимная) индуктивность; L_{σ_s} – индуктивность рассеяния статора; L_{σ_r} – индуктивность рассеяния ротора.



Векторы состояния электромеханического преобразователя

Электродинамика и статика управляемого электромеханического преобразователя должны описываться сходящимися системами соответственно дифференциальных и алгебраических уравнений с нелинейно изменяемыми коэффициентами, зависящими от индуктивностей $L_m(\Psi_m)$, $L_s(\Psi_m)$, $L_r(\Psi_m)$ в функции потока вследствие нелинейности магнитопровода и изменения главной индуктивности $L_m(\Psi_m)$.

Взаимная индуктивность L_m физически означает отношение изменяемого магнитного потока, характеризуемого модулем главного вектора потокосцепления $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$, к фазной амплитуде тока намагничивания $i_m = |\bar{i}_m|$ согласно уравнению (1).

Аналитические зависимости $\Psi_m(i_m)$, $L_m(i_m)$ следуют из строго выведенной физическими методами классической электродинамики функции Ланжевена [2], применительно к модулю вектора $|\bar{\Psi}_m|$ имеющей вид:

$$\Psi_m(I_m) = k_\Psi \left(\operatorname{cth}(k_m i_m) - \frac{1}{k_m i_m} \right); \quad (4)$$

$$L_m(\Psi_m, i_m) = \frac{\Psi_m}{i_m}, \quad (5)$$

где k_Ψ , k_m – постоянные коэффициенты.

Взаимодействия векторов состояния определяются из условия полной управляемости углами фазового смещения ϵ_{sj} , ϵ_{mj} , ϵ_{rj} векторов тока статора \bar{i}_s , тока намагничивания \bar{i}_m , тока ротора \bar{i}_r и углами фазового смещения Φ_{mj} , Φ_{sj} , Φ_{rj} векторов потокосцеплений $\bar{\Psi}_m$, $\bar{\Psi}_s$, $\bar{\Psi}_r$ относительно других электромагнитных векторов состояния на рисунке при $j = 1, 2, \dots, 6$.

Это условие основывается на новом третьем законе электромеханики. Известный третий закон электромеханики, лежащий в основе частотного метода, наиболее четко сформулирован в [6]: "электромеханическое преобразование энергии осуществляется полями, неподвижными относительно друг друга". Из чего, в частности, следует, что в асинхронном двигателе векторы $\bar{\Psi}_m$, $\bar{\Psi}_s$, $\bar{\Psi}_r$ должны быть неподвижны относительно друг друга ($\omega_{sm} = \omega_{ss} = \omega_{sr} = \omega_{Us}$ на рисунке) и вращаться вокруг ротора с одинаковым скольжением $\Delta\omega = \omega_s - \omega_r$, действительно являющимся основным параметром управления и оптимизации в частотном методе, в том числе в [8–11].

Для определения общих физических условий электромеханического преобразования, в том числе при векторном управлении, необходимо рассмотрение динамической связи момента $M(t)$ с векторами состояния. Момент M выражается 14 уравнениями векторных взаимодействий [12], основными из которых являются следующие 6 уравнений, в явной форме не зависящие от изменяемой главной индуктивности $L_m(\Psi_m)$:

$$\begin{aligned} M &= \frac{mz_p}{2} \Psi_m i_s \sin \epsilon_{sm} = \frac{mz_p}{2} \Psi_s i_s \sin \epsilon_{ss} = \\ &= \frac{mz_p}{2L\sigma_s} \Psi_m \Psi_s \sin \phi_{sm} = \frac{mz_p}{2L\sigma_r} \Psi_r \Psi_m \sin \phi_{mr} = \\ &= -\frac{mz_p}{2} \Psi_m i_r \sin \epsilon_{rm} = -\frac{mz_p}{2} \Psi_r i_r \sin \epsilon_{rr}, \end{aligned} \quad (6)$$

где m – число фаз; z_p – число пар полюсов; $i_s = |\bar{i}_s|$, $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$, ϵ_{sm} , ϵ_{ss} , ϵ_{rm} , ϵ_{rr} , – фазовые смещения векторов тока статора и тока ротора относительно векторов потокосцеплений $\bar{\Psi}_m$, $\bar{\Psi}_s$, $\bar{\Psi}_r$ соответственно; ϕ_{sm} , ϕ_{mr} – фазовые смещения вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_s$ относительно вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_m$ и вектора $\bar{\Psi}_m$ относительно $\bar{\Psi}_r$ соответственно.

Уравнение электродинамики для $M(t)$, получаемое в результате дифференцирования уравнений (6) совместно с уравнениями (4), (5), подтверждает, что электромеханическое преобразование возникает и при различающихся частотах магнитных полей $\omega_{sm}(t) \neq \omega_{ss}(t) \neq \omega_{sr}(t) \neq \omega_{Us}(t)$, но непременно в результате ненулевых взаимных фазовых смещений векторов токов \bar{i}_s , \bar{i}_m , \bar{i}_r и векторов потокосцеплений $\bar{\Psi}_m$, $\bar{\Psi}_s$, $\bar{\Psi}_r$:

$$\begin{aligned} \left(\frac{2}{mz_p} \right) \frac{dM}{dt} &= \frac{d\Psi_m}{dt} i_s \sin \epsilon_{sm} + \frac{di_s}{dt} \Psi_m \sin \epsilon_{sm} + \\ &+ \frac{d(\epsilon_{sm})}{dt} \Psi_m i_s \cos \epsilon_{sm} = \frac{d\Psi_s}{dt} i_s \sin \epsilon_{ss} + \\ &+ \frac{di_s}{dt} \Psi_s \sin \epsilon_{ss} + \frac{d(\epsilon_{ss})}{dt} \Psi_s i_s \cos \epsilon_{ss} = \\ &= \frac{1}{L\sigma_s} \left(\frac{d\Psi_m}{dt} \Psi_s \sin \phi_{sm} + \frac{d\Psi_s}{dt} \Psi_m \sin \phi_{sm} + \right. \\ &\left. + \frac{d(\phi_{sm})}{dt} \Psi_m \Psi_s \cos \phi_{sm} \right) = \frac{1}{L\sigma_r} \left(\frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_m \sin \phi_{mr} + \right. \\ &\left. + \frac{d\Psi_m}{dt} \Psi_r \sin \phi_{mr} + \frac{d(\phi_{mr})}{dt} \Psi_r \Psi_m \cos \phi_{mr} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Если фазовые смещения отсутствуют, то в правой части системы уравнений (7) все синусоидальные функции равны нулю, при этом $\cos \epsilon = 1$, $\cos \varphi = 1$, $M = 0$. Достаточно создать малое приращение лишь одного угла фазового смещения в третьих членах правых частей уравнений (7), чтобы получить приращение момента: $dM/dt = K_M d(\epsilon)/dt = K_{M\epsilon} d(\varphi)/dt$.

На этом основании формулировка основного третьего закона электромеханики предполагается в следующем виде: "Электромеханическое преобразование энергии происходит при фазовых смещениях токов и потокосцеплений".

Математическое выражение закона представлено уравнением (7).

Сформулированный третий закон электромеханики и уравнение (7) являются основой векторного метода управления [12–18].

Решения и сходимость уравнений динамики и статики обеспечиваются определением общих для динамики и статики законов управления фазовыми смещениями токов и потокосцеплений в разных системах координат для полной системы дифференциальных уравнений с изменением индуктивности $L_m(\Psi_m, i_m)$ в процессе насыщения $\Psi_m(i_m)$.

Дифференциальные уравнения асинхронного двигателя в координатах x , y вектора потокосцепления в воздушном зазоре $\bar{\Psi}_m$, вращающиеся с частотой $\omega_{sm}(t)$, для нелинейного магнитопровода $L_m(\Psi_m, i_m)$ имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{L\sigma_s}{R_s} \frac{di_{sx}(t)}{dt} + i_{sx}(t) &= \frac{1}{R_s} \left[U_{sx}(t) - \frac{d\Psi_m(t)}{dt} + \right. \\ &\quad \left. + \omega_{sm}(t)L\sigma_s i_{sy}(t) \right]; \\ \frac{L\sigma_s}{R_s} \frac{di_{sy}(t)}{dt} + i_{sy}(t) &= \frac{1}{R_s} \left[U_{sy}(t) - \omega_{sm}(t)\Psi_m(t) - \right. \\ &\quad \left. - \omega_{sm}(t)L\sigma_s i_{sx}(t) \right]; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{L_m(\Psi_m)}{R_r} \left[\frac{L_r(\Psi_m)}{L_m(\Psi_m)} + \frac{\partial}{\partial \Psi_m} \left(\frac{L_r(\Psi_m)}{L_m(\Psi_m)} \right) \Psi_m(t) \right] \times \\ \times \frac{d\Psi_m(t)}{dt} + \Psi_m(t) &= L_m(\Psi_m) \left(\frac{L\sigma_r}{R_r} \frac{di_{sx}(t)}{dt} + \right. \\ &\quad \left. + i_{sx}(t) - \frac{L\sigma_r}{R_r} \Delta\omega_m(t)i_{sy}(t) \right); \\ \frac{L\sigma_r}{R_r} \frac{di_{sy}(t)}{dt} + i_{sy}(t) &= \frac{\Delta\omega_m(t)}{R_r} \left(\frac{L_r(\Psi_m)}{L_m(\Psi_m)} \Psi_m(t) - \right. \\ &\quad \left. - L\sigma_r i_{sx}(t) \right). \end{aligned}$$

Синтез законов управления фазовыми смещениями производится для статики непосредственно из дифференциальных уравнений типа (8) при условии равенства нулю производных по модулям и углам фазового смещения векторов в синхронно вращающихся координатах x_j , y_j , $j = 1, 2, \dots, 6$.

Решением дифференциальных уравнений типа (8) в шести системах координат x_j , y_j при $j = 1, 2, \dots, 6$ с последующим эквивалентированием модулей и углов фазовых смещений для асинхронной машины получен комплекс необходимых для синтеза принципиально новых уравнений без привлечения значений скольжений и активных сопротивлений. Достоверность этой теории асинхронного двигателя подтверждена расчетами, моделированием и экспериментальными данными [12].

Электромагнитный момент определяется согласно третьему закону электромеханики углами фазовых смещений токов и потокосцеплений:

$$M = \frac{3z_p}{2} L_{or} i_s^2 (\sin^2 \epsilon_{sr} \operatorname{ctg} \varphi_{mr} - \operatorname{tg} \varphi_{mr}); \quad (9)$$

$$\begin{aligned} M &= \frac{3z_p}{2} L_{or} i_s^2 \frac{\sin^2 \epsilon_{sm}}{\sin \varphi_{mr} \cos \varphi_{mr}} = \\ &= \frac{3z_p}{2} \frac{\Psi_m^2}{L_{or}} \sin \varphi_{mr} \cos \varphi_{mr}. \end{aligned} \quad (10)$$

Ток намагничивания i_m и ток ротора i_r определяются током статора и углами ϵ_{sr} векторов $\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_r$, φ_{mr} векторов $\bar{\Psi}_m \wedge \bar{\Psi}_r$, ϵ_{sm} векторов $\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_m$:

$$i_m = i_s \frac{\cos \epsilon_{sr}}{\cos \varphi_{mr}}; \quad (11)$$

$$i_r = i_s \frac{\sin \epsilon_{sm}}{\cos \varphi_{mr}}. \quad (12)$$

Изменяющаяся в процессе насыщения по уравнениям (4)–(8) взаимная индуктивность $L_m(\Psi_m, i_m)$ является функцией углов фазовых смещений векторов и определяется по формуле, не требующей применения функции Ланжевена (4) или методов аппроксимации кривой намагничивания:

$$L_m = L_{or} \frac{\sin \epsilon_{sm}}{\cos \epsilon_{sr} \sin \varphi_{mr}}, \quad (13)$$

$$L_r = L_{or} \operatorname{tg} \epsilon_{sr} \operatorname{ctg} \varphi_{mr}. \quad (14)$$

Сходимость уравнений динамики и статики обеспечивается тем, что угол фазового смещения $\epsilon_{sm}(\bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_m)$ является функцией i_s, M :

$$\cos \epsilon_{sm} = \frac{L_r \Psi_m^2 + L_m^2 L \sigma_r i_s^2}{L_m(L_m + 2L\sigma_r) \Psi_m i_s}; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \epsilon_{sm} &= \frac{2M(L_m + 2L\sigma_r)}{3z_p L_m (L_r i_m^2 + L \sigma_r i_s^2)} \\ \text{при } \cos \epsilon_{sm} &\geq \frac{2\sqrt{L_r L \sigma_r}}{L_m + 2L\sigma_r}, \end{aligned} \quad (16)$$

а соотношения модулей векторов токов и потокосцеплений в статике определяются системой следующих новых уравнений:

$$\Psi_m = L_{\sigma_r} i_s \frac{\sin \epsilon_{sm}}{\sin \varphi_{mr} \cos \varphi_{mr}}; \quad (17)$$

$$\Psi_r = L_{\sigma_r} i_s (\sin \epsilon_{sr} \operatorname{ctg} \varphi_{mr} - \cos \epsilon_{sr}); \quad (18)$$

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{1}{\sqrt{2} L_m L_{\sigma_r}} \times \\ &\times \sqrt{(L_r^2 + L_{\sigma_r}^2) \Psi_m^2 - L_m (L_r + L_{\sigma_r}) \sqrt{\Psi_m^4 - \left[\frac{4L_{\sigma_r} M}{3z_p} \right]^2}}; \end{aligned} \quad (19)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_m + 2L_{\sigma_r}} \sqrt{(i_s^2 - i_m^2)(L_r^2 i_m^2 - L \sigma_r^2 i_s^2)}; \quad (20)$$

$$i_r^2 = \frac{L_m^2 i_s^2 - \Psi_m^2}{L_m (L_m + 2L_{\sigma_r})}. \quad (21)$$

Результатом векторного метода является введение новых параметров управления – углов фазовых смещений $\epsilon_{sm} = \bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_m$, $\epsilon_{mr} = \bar{\Psi}_m \wedge \bar{\Psi}_r$, $\epsilon_{sr} = \bar{i}_s \wedge \bar{\Psi}_r$ и теоретическая основа синтеза управляемых электромеханических преобразователей, включая асинхронные электроприводы с векторным управлением [12–14, 16], для которых синтез производится по новым уравнениям (9)–(21) в функции углов фазовых смещений векторов.

Синтез управляемого электромеханического преобразователя заключается в нахождении и реализации законов управления углами фазовых смещений электромагнитных векторов ϵ_{sm} , φ_{mr} , ϵ_{sr} , определяющих момент и рабочие точки на характеристике намагничивания согласно третьему закону электромеханики и изложенному векторному методу управления.

Список литературы

1. Понtryгин Л.С. Метод координат. М.: Наука, 1987.
2. Бредов М.М., Румянцев В.В., Топтыгин И.Н. Классическая электродинамика. М., 2003.
3. Park R.H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines-Generalised Method of Analysis //Transact.AIEE. Part I. 1929.P.716. Part II.1933. P.352.
4. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1963.
5. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979.
6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.
7. Боровин Г.К., Мищенко В.А., Мищенко Н.И., Рутковский С.В. Математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением. М.: ИПМ им. М.В. Келдыша АН СССР, 1989.
8. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Наука, 1966.
9. Мищенко В.А., Шрейнер Р.Т., Шубенко В.А. Оптимальный по минимуму потерь закон частотного управления асинхронным двигателем // Изв. вузов. 1969. №8. С.115–118.
10. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Оптимизация частотноуправляемого асинхронного электропривода по минимуму тока//Электричество.1970. № 9. С.23–26.
11. Mischenko W.A., Sergl J., Echtler K. Betrieb eines Asynchronmotors mit optimaler Spannungs- und Frequenzregelung bei konstanter Verlustsumme // Bulletin des SEVs. 1974. №4. S.165–173.
12. Мищенко В.А. Теория, способы и системы векторного и оптимального векторного управления электроприводами переменного тока М.: Информэлектро, 2002.
13. Pat. 4926105 USA. Method of induction motor control and electric drive realizing this method / V.A.Mischenko, N.I. Mischenko. 1990.
14. Pat. 3744905 ФРГ. Способ и устройство управления асинхронным электродвигателем, питаемым от преобразователя / В.А.Мищенко, Н.И.Мищенко. 1991.
15. Pat. 1681371 РФ. Способ векторного управления синхронным электродвигателем с постоянными магнитами на роторе / В.А. Мищенко, Н.И. Мищенко. 1987.
16. Pat. 2132110 РФ. Способ оптимального векторного управления асинхронным электродвигателем и электроприводом для его осуществления / В.А.. Мищенко, Н.И. Мищенко, А.В. Мищенко.1999.
17. Pat. 2141720 РФ. Способ векторной ориентации тока электромеханического преобразователя энергии и устройство векторной ориентации ("Векторинг") для его осуществления / В.А. Мищенко, Н.И. Мищенко, А.В. Мищенко. 1999.
18. Pat. 2141719 РФ. Способ управления синхронным электродвигателем с возбуждением от постоянных магнитов / В.А. Мищенко, Н.И. Мищенко, А.В.Мищенко.1999.

Мищенко Владислав Алексеевич – генеральный директор ЗАО "ОПТИМУМ-ЭЛЕКТРО", зам. генерального директора, главный конструктор ОАО "Авиационная электроника и коммуникационные системы", канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Новочеркасского политехнического института в 1964 г. Защитил диссертацию "Оптимизация частотноуправляемого асинхронного электропривода по минимуму тока".

Опыт разработки и внедрения преобразователей частоты для регулируемого электропривода насосных агрегатов магистральных нефтепроводов

СОКОЛ Е.И., БАРУ А.Ю., ШИНДНЕС Ю.Л., ЛУКПАНОВ Ж.К.

Анализируется опыт разработки и первого в СНГ внедрения специализированного частотно-регулируемого электропривода насосных агрегатов магистральных нефтепроводов. Рассмотрены вопросы качества выходного напряжения разработанных преобразователей и электромагнитной совместимости их с асинхронным двигателем.

Эффективное и рациональное использование энергии – важнейшая народнохозяйственная задача, которая с особой остротой ставит проблему преобразования электроэнергии. Одной из важнейших и перспективных отраслей современной электротехники является силовая преобразовательная техника для регулируемого электропривода переменного тока. Широкое внедрение мощных частотно-регулируемых электроприводов (ЧРП) в последние годы подтвердило уникальные возможности ЧРП на основе преобразователей частоты как средства комплексного обеспечения задач автоматизации и энергосбережения. Наиболее эффективно использование ЧРП в электроприводе насосных агрегатов, момент нагрузки которых связан с частотой вращения квадратичной зависимостью. Эффект снижения потребляемой мощности при регулировании производительности вниз от номинальной весьма значителен. Несмотря на столь очевидные достоинства ЧРП, подтвержденные опытом работы в коммунальном хозяйстве и на промышленных предприятиях, до недавнего времени оставался нерешенным вопрос внедрения регулируемых электроприводов на нефтеперекачивающих станциях (НПС) магистральных нефтепроводов.

Первый в СНГ успешный опыт разработки и внедрения специализированного электропривода для насосов транспортировки нефти осуществлен коллективом научно-производственного предприятия "ЭОС" (НПП "ЭОС", г. Харьков, Украина) и кафедры "Промышленная и биомедицинская электроника" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" в творческом сотрудничестве со специалистами ЗАО "КазТрансОйл" (Республика Казахстан). Положительные результаты более чем годичной эксплуатации двух ЧРП типа ПЧТЭ мощностью 1250 кВт на НПС

Experience of design and the first in CIS implementation of application-specific variable speed electric drive of oil pipeline main pumps is analyzed. Aspects of output voltage quality of designed converters and their electromagnetic compatibility with induction motor are studied.

"Каламкас", а также осуществляющее в настоящее время внедрение электроприводов мощностью до 3150 кВт позволяют подвести первые итоги выполненной разработки и сформулировать основные требования к рассматриваемому типу электропривода.

Специфика НПС магистральных нефтепроводов как объекта внедрения ЧРП заключается в следующем:

1. Большая единичная мощность ЧРП для насосных агрегатов. Основной диапазон мощностей используемых электродвигателей 630–3150 кВт при напряжении 6 и 10 кВ.

2. Насос и приводной электродвигатель во взрывозащищенном исполнении находятся на значительном удалении от источника сетевого напряжения и возможного расположения преобразовательного оборудования.

3. Сложная энергетическая обстановка на фидере питающего напряжения, обусловленная возможными авариями на подводящих высоковольтных воздушных линиях и, как следствие, значительными перенапряжениями на входе преобразователя.

4. Общие высокие требования к безотказной работе преобразовательного оборудования, dictуемые стратегическим значением объектов.

5. Применительно к НПС Республики Казахстан к вышеперечисленным добавляется требование работоспособности оборудования в сложных климатических условиях, характеризующихся высокими летними и низкими зимними температурами и наличием солевых ветряных бурь.

Указанные обстоятельства обусловили выполнение специализированной разработки, основные аспекты которой анализируются ниже.

Требования к структурной схеме ЧРП

В качестве приводного двигателя насосного агрегата используются мощные высоковольтные двигатели (6 и 10 кВ) с частотой вращения 3000

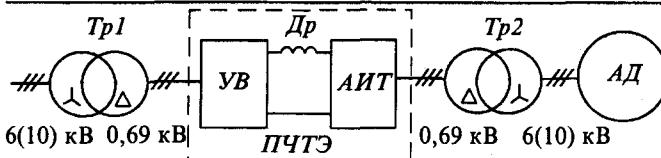


Рис.1

об/мин во взрывозащищённом исполнении типа 4АЗМП и 5АЗМВ производства ОАО "ЭЛСИБ" (г. Новосибирск, Россия). Условие электромагнитной совместимости преобразователя частоты (ПЧ) с серийным двигателем является первым безусловным требованием, предъявляемым к ПЧ. Особо подчёркиваем принципиальную пользу наличия выходного согласующего трансформатора, который помимо обеспечения со-пряжения низковольтного (660 В) преобразователя и высоковольтного (6 и 10 кВ) двигателя, является делителем напряжения по отношению к индуктивности последнего, уменьшающим коммутационные перенапряжения.

Входной понижающий трансформатор также принципиально необходим не только для со-глаживания напряжения сети и ПЧ и токоогра-ничения в аварийных режимах, но и для обес-печения потенциального разделения с сетью по условиям ограничения перенапряжений относи-тельно земли.

Отсюда очевидны достоинства для данного применения двухтрансформаторной структурной схемы ЧРП, т.е. системы ТР-ПЧ-ТР, име-емой в зарубежной литературе системой "Step-Up" (рис.1).

Требования к силовой схеме преобразователя частоты

1. Преобразователи частоты выполнены на базе автономного инвертора тока. Токовая идеология (*current design*) в преобразователях ПЧТЭ разработки НПП "ЭОС" в сочетании со специальными алгоритмами управления позво-лила обеспечить практически синусоидальное выходное напряжение преобразователей, т.е. вы-сокий уровень электромагнитной совместимос-ти с двигателем. Данный вопрос подробно ана-лизируется в настоящей статье. С другой сторо-ны, применение в ЧРП магистральных насосов преобразователей на базе автономных инверто-ров напряжения с широтно-импульсной модуля-цией (PWM-design), предопределяет наличие ре-шётчатой формы выходного напряжения, нега-тивно влияющей на изоляцию двигателя (АД). В этом случае фирма-изготовитель преобразо-вателей обычно предлагает поставку "своего"

двигателя с усиленной изоляцией, который зна-чительно увеличивает цену всего комплекта ЧРП и требует конструктивного сопряжения с насосом. Помимо этого, на выходе преобразователей с такой формой напряжения должен быть установлен фильтр, размеры которого за-висят от удаленности ПЧ от двигателя (эффект "длинной линии"). При значительной длине ка-беля между преобразователем и двигателем на НПС громоздкий выходной фильтр существен-но снижает КПД всей установки.

2. Высокие требования, предъявляемые к на-дежности преобразователя, привели к необходи-мости поиска новых подходов к силовой полу-проводниковой базе преобразователя. В резуль-тате совместно с коллективом разработчиков ОАО "Электровыпрямитель" (г.Саранск, Россия) предложен и реализован в производстве новый тип силовых тиристоров с "мягким восстанов-лением" – SRT (Soft Recovery Thyristors) [1]. В этом приборе на основании технологии элек-тронного и протонного облучения реализован процесс мягкого восстановления, обеспечиваю-щий минимизацию коммутационных перенапря-жений при выключении тиристора и его высо-кую надежность. Создание прибора отмечено дипломом Международной конференции РСИМ-2003 (г.Нюрнберг, Германия, май 2003 г.) [2].

3. На основе детальных теплотехнических и аэродинамических расчётов и экспериментов созданы и запатентованы конструкции охлади-телей и вентильных шахт, обеспечивающие вы-сокий КПД преобразователей (свыше 98,5%) и минимальные габариты [3,4].

Требования к конструктивному исполнению преобразователей

Особенности эксплуатации преобразовате-лей на НПС магистральных нефтепроводов Респу-блики Казахстан связаны со сложными кли-матическими условиями, которые включают в себя высокие летние и низкие зимние темпе-ратуры, наличие пылевых бурь с содержанием соли в воздухе в ряде регионов и др. Отсюда следует необходимость контейнерного исполнения. При этом контейнер должен быть оснащен кондици-онером, а встраиваемый внутрь преобразователь вместе с системой воздуховодов и датчиками климат-контроля образует единую специализи-рованную конструкцию, разработанную и по-ставляемую как общий комплекс.

Требования к силовым трансформаторам

Для ЧРП, установленных на нефтеперекачи-вающих станциях, принципиально использова-ние сухих трансформаторов. Что касается мас-

ляных трансформаторов, то помимо общих проблем, связанных с установкой и обслуживанием, необходимо существенно удалять их по соображениям пожаробезопасности, что увеличивает длину кабелей, повышает цену всей установки и снижает общий КПД.

Единственным достоинством масляных трансформаторов по сравнению с сухими до недавнего времени была возможность установки их вне помещения (или вне контейнера). Однако фирмой "ABB Transformatoren GmbH" (Германия) по техническому заданию НПП "ЭОС" разработана серия трансформаторов в исполнении "outdoor" (для уличной установки) со степенью защиты IPX4D и специальной конструкцией силовых шин, конструктивно сопрягаемых с преобразователями ПЧТЭ в контейнере. В этом случае высокое напряжение (6 или 10 кВ) в контейнер не заводится, что существенно упрощает эксплуатацию для обслуживающего персонала. При этом входной и выходной трансформатор выполняются с различным значением напряжения КЗ U_k , значение которого задаётся разработчиками преобразователя ПЧТЭ.

Для оценки электромагнитной совместимости преобразователя с серийным двигателем выполним расчёты, характеризующие качество выходного напряжения преобразователей частоты ПЧТЭ. В качестве примера рассмотрим ЧРП на базе двигателя 5А3МВ мощностью 3150 кВт напряжением 10 кВ.

Исходными данными для расчёта являются параметры двигателя: $\cos \phi_h = 0,91$ (по паспортным данным) и $X'_1 = 0,182$, где X'_1 – переходное индуктивное сопротивление, выраженное в относительных единицах. За базу принято nominalное сопротивление двигателя. Значение X'_1 дополнительно сообщено разработчиками двигателей (ОАО "ЭЛСИБ").

При этом

$$X'_1 = X_1 - \frac{X_0^2}{X_2} = X_1 - X'_0, \quad (1)$$

где X_1 , X_2 , X_0 – соответственно полное индуктивное сопротивление статора, ротора и взаимоиндукции.

Параметры двигателя могут быть найдены по следующим выражениям:

$$X'_0 = \frac{1 - X'_1 \sin \phi_h}{\sin \phi_h - X'_1} - X'_1; \quad (2)$$

$$E_{h*} = \sqrt{1 + (X'_1)^2 - 2 \sin \phi_h X'_1}, \quad (3)$$

где $E_{h*} = E_h / U_h$.



Рис.2

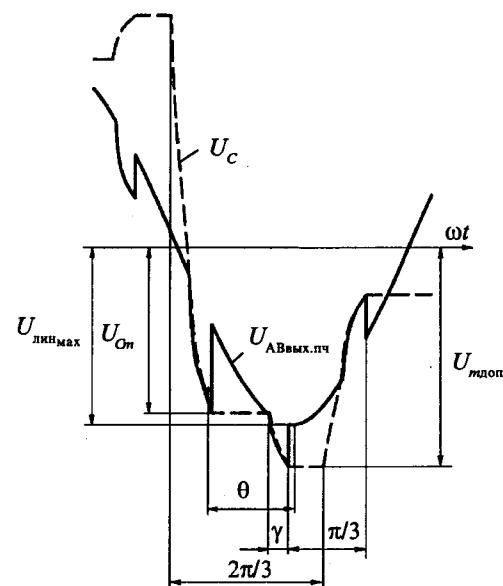


Рис.3

Получаем $X'_0 = 3,79$ и $E_{h*} = 0,939$, откуда амплитуда линейной ЭДС, приведённая к выходу ПЧ, $E_{h \max} = 876$ В.

Форма выходного напряжения преобразователей ПЧТЭ показана на рис.2.

Значение коммутационных пиков в выходном напряжении определяется электромагнитными процессами в системе автономный инвертор тока – асинхронный двигатель. Диаграммы процессов показаны на рис.3.

Поскольку коммутационные процессы протекают в контуре, состоящем из конденсаторов инвертора (C_s) и индуктивностей двигателя (рис.4), то

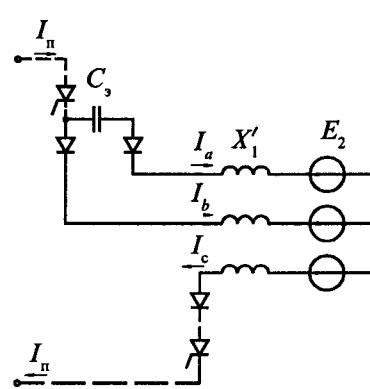


Рис.4

первый и второй пик перенапряжения соответствуют основному и дополнительному напряжению на конденсаторах (в момент дополнительного открывания отсекающих диодов) [5].

Эти величины описываются выражениями (4) и (5)

$$U_{Cm} = \cos(\theta + \frac{2}{3}\gamma) + \frac{\sqrt{2X_{k\Sigma}}}{X'_0} \sqrt{X_{C_3}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}; \quad (4)$$

$$U_{Cm\text{доп}} = \cos(\theta + \frac{2}{3}\gamma - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2X_{k\Sigma}}}{X'_0} \sqrt{X_{C_3}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}, \quad (5)$$

где θ – угол сдвига вектора тока статора относительно вектора потокосцепления ротора (величина $\operatorname{tg}\theta$ пропорциональна абсолютному скольжению двигателя β); γ – угол коммутации тока в фазах двигателя (для обычных параметров двигателя $\gamma = 18 \div 20^\circ$); $X_{k\Sigma} = X'_1 + X_{k\text{тр}} = 0,227$ ($X_{k\text{тр}}$ соответствует $U_{k\text{тр}} = 4,5\%$);

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\cos\varphi_h}{\sin\varphi_h - X'_1}, \quad (6)$$

откуда $\theta = 75,6^\circ$;

$$X_{C_3} = \frac{1}{1,5C_1\omega_h X_{n,\text{двиг}}} \quad \text{– величина, характеризующая эквивалентную ёмкость контура коммутации.}$$

Как было показано в [6], оптимальное значение ёмкости конденсаторов соответствует значению $X_{C_3} = 6,52$.

Выражения (4) и (5) записаны в относительных единицах, за базовое значение принята амплитуда линейного напряжения двигателя, приведенная к выходу ПЧ. Эти выражения позволяют определить напряжения при номинальной загрузке двигателя ($f = 50$ Гц, $I = I_{\text{ном}}$, $U = U_{\text{ном}}$). Чтобы определить значения напряжений в любой точке частотного диапазона, примем во внимание, что регулирование в преобразователях частоты ПЧТЭ осуществляется по специальному закону регулирования – с поддержанием постоянства абсолютного скольжения ротора ($\beta = \text{const}$ или $\theta = \text{const}$). Регулирование по специальному закону – это второй фактор наряду с оптимальными параметрами силовой схемы инвертора, обеспечивающий высокое качество выходного напряжения преобразователя.

В этом случае напряжение и ток, зависящие от частоты и момента нагрузки,

$$U \equiv f\sqrt{M}; \quad I \equiv \sqrt{M}.$$

Поскольку момент на валу насоса описывается

квадратичной зависимостью в функции частоты вращения $M \equiv f^2$, получаем:

$$U \equiv f^2; \quad I \equiv f.$$

Учитывая, что в выражениях (4) и (5) для напряжений на конденсаторах первые слагаемые определяются напряжением двигателя, а вторые – током, и подставляя численные значения параметров двигателя и инвертора, получаем, переходя к абсолютным единицам:

$$U_{Cm} = (0,042 \alpha^2 + 0,958\alpha) 876 \text{ В}; \quad (7)$$

$$U_{Cm\text{доп}} = (0,886\alpha^2 + 0,479\alpha) 876 \text{ В}, \quad (8)$$

где $\alpha = f/f_h$ – относительная частота.

На двигатель напряжение пика (вторая составляющая напряжения на конденсаторе) будет поступать через делитель с коэффициентом

$$k_1 = \frac{X'_1}{X'_1 + X_{k\text{тр}}}.$$

"Зашитное" действие трансформатора – снижение коммутационных пиков по сравнению с его отсутствием может быть оценено коэффициентом k_2 :

$$k_2 = \sqrt{\frac{X'_1}{X'_1 + X_{k\text{тр}}}}.$$

т.е. достигается уменьшение пика на 12%.

С учётом наличия выходного трансформатора напряжение в момент первого и второго пика

$$U_{\text{дв.осн}^*} = (0,042 \alpha^2 + 0,766\alpha) \cdot 0,825; \quad (9)$$

$$U_{\text{дв.доп}^*} = (0,886\alpha^2 + 0,383\alpha) \cdot 0,825. \quad (10)$$

Выражения (9) и (10) записаны в относительных единицах, где за базу принято максимально допустимое значение амплитуды линейного напряжения двигателя. Зависимость по выражению (9) практически линейная, а по выражению (10) – квадратичная.

На рис.5 приведены соответствующие зави-

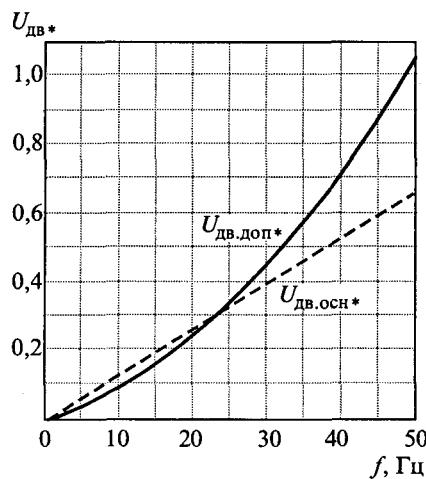


Рис.5

симости в относительных единицах, из которых следует, что в основном диапазоне регулирования насосного агрегата определяющим является напряжение второго пика $U_{\text{дв.доп}}$.

Анализ зависимостей на рис.5 показывает:

1. Абсолютное превышение значения пика над амплитудой допустимого линейного напряжения при 100% загрузке ЧРП по мощности не более 5%. При частотах ниже 49 Гц коммутационные пики не превышают амплитуду линейного напряжения.

2. Передний фронт коммутационного пика – "мягкий" (рис.3) длительностью примерно 20°.

На рис.6 показано напряжение на коммутирующих конденсаторах, рассчитанное по выражениям (7) и (8). Определяющим является значение $U_{\text{Стдоп}}$, которое достигает при $f = 50$ Гц, 1200 В и определяет выбор элементов силовой схемы инвертора (тиристоры, диоды, конденсаторы). Таким образом, требование к значению напряжения КЗ выходного трансформатора (в данном случае $U_k = 4,5\%$) является компромиссом между качеством выходного напряжения двигателя (значение коммутационных пиков $U_{\text{дв.доп}}$ по рис.5) и уровнем напряжений на элементах силовой схемы ($U_{\text{Стдоп}}$ по рис.6).

Приведённые расчёты показывают высокое качество выходного напряжения преобразователей ПЧТЭ, что обеспечивает возможность использования серийных двигателей производства ОАО "ЭЛСИБ" для ЧРП магистральных нефтяных насосов.

Более чем годичная успешная эксплуатация двух ЧРП мощностью 1250 кВт на НПС "Каламкас" (Республика Казахстан) и выполненные во время эксплуатации эксперименты позволяют оценить основные потребительские результаты разработки.

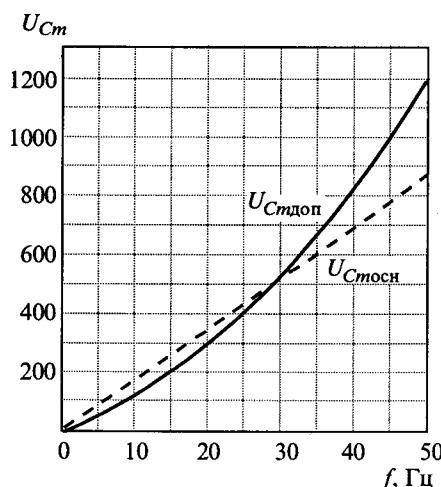


Рис.6

1. Применение преобразователей частоты для управления электродвигателями магистральных насосных агрегатов НПС "Каламкас" значительно улучшает технологический режим работы насоса.

Так, при прямом включении двигателя в сеть 50 Гц и давлении на выходе станции, поддерживаемом регулятором давления (РД), 16 кг/см² давление на выходе насоса составляет 29–31 кг/см² (в зависимости от уровня нефти в резервуаре), т.е. падение давления на РД составляет 13–15 кг/см². При работе двигателя от преобразователя частоты давление на выходе станции определяется частотой вращения двигателя; РД при этом не работает, т.е. давления на выходе насоса и на выходе станции равны, падение давления в РД отсутствует. Таким образом, снижается максимальное давление в системе станции (в данном примере с 31 до 16 кг/см²), что значительно уменьшает износ оборудования. Кроме того, плавный разгон насоса при работе от ПЧ ликвидирует гидравлические удары при пуске магистрального насосного агрегата, что также положительно сказывается на сроке безаварийной эксплуатации оборудования.

2. При пуске магистрального насосного агрегата от ПЧ не наблюдаются броски пускового тока двигателя (пусковой ток составляет 50% номинального тока двигателя, тогда как пусковой ток при прямом пуске от сети 50 Гц составляет 5–7 номинальных значений тока двигателя), что значительно снижает износ двигателя и пусковой аппаратуры станции.

3. При минимальном уровне нефти в резервуаре (менее 150 см) и номинальном давлении на выходе станции при работе магистрального насосного агрегата без подпорного насосного агрегата, режим работы магистрального насоса не нарушается, о чем свидетельствует отсутствие посторонних шумов и снижение вибрации. Таким образом, применение преобразователя частоты позволяет рассмотреть вопрос исключения подпорного насосного агрегата.

4. Проведённый комплекс вибродиагностических испытаний показал резкое снижение вибраций при использовании ЧРП (в 3–5 раз).

5. При работе насосного агрегата от ПЧ экономия электроэнергии по сравнению с прямым включением двигателя в сеть 50 Гц составляет не менее 40%.

В настоящее время разработанные преобразователи частоты типа ПЧТЭ запроектированы как типовые решения по частотно-регулируемому электроприводу магистральных нефтепрово-

дов стран СНГ ведущими институтами Украины (Институт транспорта нефти, г.Киев) и Казахстана ("Казгипронефтетранс", г.Алматы).

Список литературы

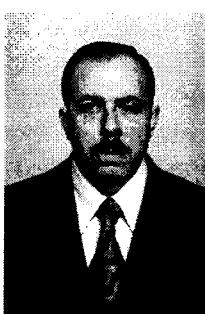
1. Гейфман Е.М., Бару А.Ю. Шинднес Ю.Л. и др. Тиристоры с "мягким" восстановлением // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. К.: Інститут електродинаміки НАНУ, 2002. Ч.1.
2. Geyfman E.M., Baru A.Yu., Shindnes Yu. L. a.o. New type thyristors – soft recovery thyristors // PCIM 2003 – International Conference. Nuremberg. May 20–22, 2003.
3. Пат. на винахід № 46974 А Україна. Радіатор для охолодження силових напівпровідникових пристрій / В.С.Лабковский, А.Ю.Бару, Ю.Л.Шинднес // Бюл.2002. №6.
4. Пат. на винахід № 55321 А Україна. Засіб створення газового потоку в каналі і пристрій для повітряного охолоджування об'єкта / В.С.Лабковский, А.Ю.Бару, Ю.Л.-Шинднес // Бюл.2003. №3.
5. Бару А.Ю., Эпштейн И.И. Особенности электромагнитных процессов в схеме трёхфазного автономного инвертора тока с отсекающими диодами. Деп. Информэлектро 11.04.86., № 344ЭТ. Реф. в БУ ВИНИТИ "Депонированные научные работы." 1986. № 7.
6. Бару А.Ю., Шинднес Ю.Л. Перспективные схемы автономных инверторов тока для мощных преобразователей частоты // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електродинаміки. К.: Інститут електродинаміки НАНУ. 2000. Ч.1.



Сокол Евгений Иванович – профессор по учебной работе Национального технического университета "ХПИ", заведующий кафедрой "Промышленная и биомедицинская электроника", доктор техн. наук, проф. Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1975 г. Докторскую диссертацию

по теме "Микропроцессорное управление полупроводниками преобразователями электрической энергии по вычисляемым прогнозам" защитил в 1994 г.

Шинднес Юрий Львович – директор Научно-производственного предприятия "ЭОС", канд. техн. наук. Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1965 г. Кандидатскую диссертацию по теме: "Разработка и исследование непосредственного преобразователя частоты, работающего в режиме источника тока" защитил в 1980 г.



Бару Александр Юрьевич – технический директор НПП "ЭОС", кандидат технических наук, старший научный сотрудник. Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1981 г. Кандидатскую диссертацию по теме "Анализ электромагнитных процессов в преобразователях частоты на основе автономных инверторов тока с улучшенными технико-экономическими показателями" защитил в 1989 г.



Лукпанов Женисбек Кожасович – главный энергетик Департамента эксплуатации ЗАО "КазТрансОйл". Окончил факультет электрофизики промышленных предприятий Казахского национального технического университета в 1996 г.

Применение комбинированных алгоритмов трёхуровневой ШИМ в трёхфазных инверторах

СЕНЬКО В.И., ЮРЧЕНКО Н.Н., МАКАРЕНКО Н.П., СЕНЬКО Л.И.

Разработаны методы трёхуровневой ШИМ для управления инвертором с нейтральной точкой, основанные на принципе контроля траектории вектора потокосцепления. Алгоритмы позволяют улучшить качество формируемого напряжения на выходе автономного инвертора во всем диапазоне его регулирования и уменьшить потери в силовых ключах.

В настоящее время интенсивно разрабатываются алгоритмы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выходного напряжения трёхфазных инверторов с фиксацией нейтральной точки (АИН). Силовая схема таких инверторов несколько усложняется и может быть реализована в разных схемотехнических вариантах [1–6].

Methods of the three-level PWM for control of the inverter with a neutral point are worked out, which are based on a principle of flow-coupling vector's tracing. The algorithms allow to improve quality of voltage which is being formed on the output of an inverter within the band of controlling and to reduce power switches' loss.

Такое усложнение силовой части АИН позволяет реализовать три уровня напряжения на выходе каждой фазы инвертора ($+E$, 0 , $-E$). Поэтому в отличие от двухуровневой ШИМ в мостовых инверторах алгоритмы трёхуровневой ШИМ позволяют существенно снизить содержание гармоник в выходном напряжении инверто-

ра, что, в свою очередь, приводит к повышению качества выходного напряжения инвертора. Оценивать качество напряжения удобно с помощью коэффициента гармонического искажения [7] по формуле

$$HD = \frac{\left(\sum_{i=2}^m (U_i/i)^2 \right)^{1/2}}{U_1}, \quad (1)$$

где U_1 – амплитуда первой гармоники; i – номер гармоники; m – максимальный номер гармоники, учитываемый в расчёте; U_i – амплитуда гармоники с номером i .

Регулирование амплитуды первой гармоники выходного напряжения АИН с ШИМ осуществляется изменением коэффициента глубины модуляции M . Это приводит к изменению спектрального состава напряжения на выходе инвертора и, следовательно, к изменению HD , который с уменьшением M возрастает. Таким образом, зависимость HD от глубины модуляции M для алгоритма ШИМ является его основным показателем, отражающим диапазон изменения качества формируемого напряжения для всего диапазона регулирования амплитуды выходного напряжения АИН (от максимального значения при $M = 1$ до минимального при $M = 0$).

Однако при сравнении различных алгоритмов ШИМ использование такой зависимости HD от M не всегда удобно, так как разные алгоритмы ШИМ позволяют получить разные значения амплитуды первой гармоники напряжения на выходе инвертора.

Поэтому для сравнения различных алгоритмов ШИМ удобнее определять HD как функцию от K_d :

$$K_d = \frac{U_1}{U_d}, \quad (2)$$

где U_1 – амплитуда первой гармоники линейного напряжения на выходе АИН; $U_d = 2E$ – напряжение на входе инвертора.

Коэффициент K_d отражает эффективность использования источника питания АИН.

Сравнивая зависимости $HD = f(K_d)$ для инверторов, работающих по разным алгоритмам ШИМ, можно сделать вывод о преимуществах одного алгоритма перед другим, поскольку в этом случае на выходе инверторов формируется одинаковая амплитуда первой гармоники выходного напряжения U_1 при одинаковом напряжении U_d , питающем АИН.

Кроме этого, ещё одним условием сравнения различных алгоритмов ШИМ является число

переключений силовых ключей инвертора за период формируемого напряжения. Так, для традиционного синусоидального алгоритма ШИМ повышение частоты несущего сигнала, связанное с увеличением числа переключений силовых ключей инвертора, приводит к улучшению качества формируемого напряжения. Поэтому сравнение различных алгоритмов ШИМ надо проводить при одинаковом числе коммутаций силовых ключей. Это условие отражает в первом приближении и эквивалентность динамических потерь мощности в силовых ключах инвертора для разных законов модуляции, а следовательно, также является обоснованным.

Наиболее распространены алгоритмы синусоидальной трёхуровневой ШИМ [5, 6], которые формируют последовательности импульсов сравнением синусоидальной модулирующей с несущей функцией. Уже при небольшом отношении частот f_n несущего и f_1 модулирующего сигналов в спектре линейного напряжения практически отсутствуют гармоники, близлежащие к первой гармонике выходного напряжения. На рис.1 показана зависимость $HD = f(K_d)$ для синусоидального алгоритма однополярной ШИМ (кривая 1). Этот алгоритм позволяет формировать амплитуду первой гармоники линейного выходного напряжения до значения $(\sqrt{3}/2)U_d$.

Широко известны алгоритмы, модулирующая функция в которых содержит гармоники, кратные трём [7], позволяющие улучшить использование источника питания трёхфазного инвертора. Так как спектральные составляющие, кратные трём, отсутствуют в линейном напряжении выходной трёхфазной сети инвертора, то они не создают потерь мощности в нагрузке. По сравнению с синусоидальной ШИМ амплитуда первой гармоники выходного напряжения инвертора увеличена на 15,5% и для линейного напряжения достигает значения, равного напряже-

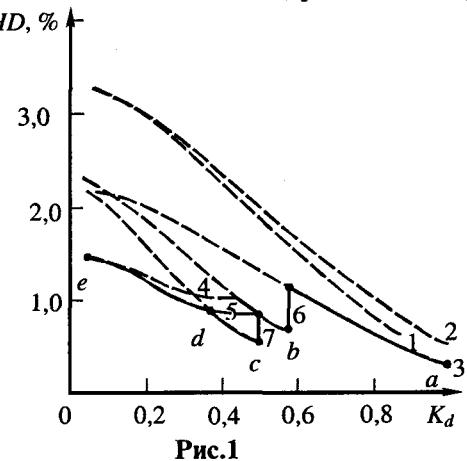


Рис.1

нию источника питания инвертора U_d . На рис.1 зависимость $HD = f(K_d)$ для такого алгоритма представлена кривой 2. Качество формируемого напряжения этого алгоритма по сравнению с синусоидальной ШИМ несколько ухудшается, зато удается регулировать амплитуду первой гармоники линейного выходного напряжения вплоть до U_d .

Для разработки новых алгоритмов трёхуровневой ШИМ целесообразно использовать метод контроля траектории вектора потокосцепления Ψ [8]. Этот вектор с учётом высокой частоты несущего сигнала f_n может быть получен интегрированием по времени обобщённого вектора напряжения, определяемого следующим образом:

$$U(t) = a^0 U_a(t) + a^1 U_b(t) + a^2 U_c(t), \quad (3)$$

где $a = \exp(j2\pi/3)$; $U(t)$, $U_a(t)$, $U_b(t)$, $U_c(t)$ – фазные напряжения АД.

С учётом возможности формирования трёх уровней напряжения в каждой фазе инвертора, уравнение (3) представляет двадцать четыре не-нулевых вектора U_1-U_{12} , $U_{16}-U_{27}$ и три нулевых вектора $U_{13}-U_{15}$, соответствующих схеме коммутации силовых ключей инвертора с нейтральной точкой (табл.1)

$$\left. \begin{array}{l} U_n(t) = U_d \exp([n-1]j\pi/6), n = 1, 3, \dots, 11; \\ U_n(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d \exp([n-1]j\pi/6), n = 2, 4, \dots, 12; \\ U_n(t) = 0, n = 13, 14, 15; \\ U_n(t) = 0,5 U_d \exp([n-16]j\pi/3), n = 16, \dots, 27. \end{array} \right\} \quad (4)$$

Таблица 1

Обобщённые векторы U	Уровни напряжения в фазах инвертора	Обобщённые векторы U	Уровни напряжения в фазах инвертора
U_1	(+E, -E, -E)	U_{15}	(-E, -E, -E)
U_2	(-E, 0, -E)	U_{16}	(0, -E, -E)
U_3	(+E, +E, -E)	U_{17}	(0, 0, -E)
U_4	(0, +E, -E)	U_{18}	(-E, 0, -E)
U_5	(-E, +E, -E)	U_{19}	(-E, 0, 0)
U_6	(-E, +E, 0)	U_{20}	(-E, -E, 0)
U_7	(-E, +E, -E)	U_{21}	(0, -E, 0)
U_8	(-E, 0, +E)	U_{22}	(+E, 0, 0)
U_9	(-E, -E, +E)	U_{23}	(+E, +E, 0)
U_{10}	(0, -E, +E)	U_{24}	(0, +E, 0)
U_{11}	(+E, -E, +E)	U_{25}	(0, +E, +E)
U_{12}	(-E, +E, 0)	U_{26}	(0, 0, +E)
U_{13}	(+E, +E, +E)	U_{27}	(+E, 0, +E)
U_{14}	(0, 0, 0)		

В случае идеальных синусоидальных фазных напряжений годограф вектора Ψ^* описывает идеальный круг. Степень приближения годографа Ψ к окружности определяет качество формы напряжения трёхфазного инвертора, которое оценивается с помощью HD коэффициента по формуле (1).

Авторами был разработан алгоритм трёхуровневой ШИМ [1], в котором годограф вектора Ψ описывает квазикруг под действием не-нулевых обобщённых векторов полного шестигранника U_1-U_{12} .

Для приближения годографа вектора Ψ к кругу закон изменения ширины импульсов в фазах инвертора был синтезирован так, чтобы число коммутаций ключей было наименьшим.

В указанном алгоритме число коммутаций силовых ключей удалось уменьшить на 1/3, что позволило выбрать частоту несущего сигнала в 3/2 большей по сравнению с синусоидальными ШИМ, обеспечивая эквивалентность числа переключений силовых ключей инвертора для этих алгоритмов.

На рис.1 представлена зависимость $HD = f(K_d)$ для данного алгоритма (кривая 3). Как и алгоритм с 3-й гармоникой, предлагаемый алгоритм ШИМ позволяет формировать напряжение улучшенного качества с амплитудой первой гармоники линейного напряжения от 0 вплоть до U_d . При этом качество формируемого напряжения остается неудовлетворительным для диапазона малых значений амплитуды первой гармоники выходного напряжения (рис.1).

В [8,9] описаны алгоритмы ШИМ, позволяющие улучшить качество выходного напряжения в области малых значений амплитуды первой гармоники формируемого напряжения U_1 от

0 до максимального значения, равного $\frac{\sqrt{3}}{4} U_d$

(рис.1, кривая 4). В этом случае формирование импульсов осуществляется сравнением синусоидальной модулирующей функции с двумя несущими сигналами. Для расширения диапазона регулирования амплитуды первой гармоники в трёхфазном инверторе можно использовать огибающую функцию с содержанием гармоник, кратных трём. Зависимость $HD = f(K_d)$ для такого алгоритма ШИМ имеет вид кривой 5 (рис.1). Из графика видно, что кроме повышения качества выходного напряжения, максимальное значение амплитуды U_1 увеличено на 15,5% по сравнению с алгоритмом ШИМ [6].

Таблица 2

Номер зоны	Интервал	Последовательность формируемых обобщённых векторов
1	0–π/6	$U_{14}, U_{22}, U_2, U_{22}, U_{14}$
2	π/6–π/3	$U_{14}, U_{17}, U_2, U_{17}, U_{14}$
3	π/3–π/2	$U_{14}, U_{17}, U_4, U_{17}, U_{14}$
4	π/2–2π/3	$U_{14}, U_{24}, U_4, U_{24}, U_{14}$
5	2π/3–5π/6	$U_{14}, U_{24}, U_6, U_{24}, U_{14}$
6	5π/6–π	$U_{14}, U_{19}, U_6, U_{19}, U_{14}$
7	π–7π/6	$U_{14}, U_{19}, U_8, U_{19}, U_{14}$
8	7π/6–4π/3	$U_{14}, U_{26}, U_8, U_{26}, U_{14}$
9	4π/3–3π/2	$U_{14}, U_{26}, U_{10}, U_{26}, U_{14}$
10	3π/2–5π/3	$U_{14}, U_{21}, U_{10}, U_{21}, U_{14}$
11	5π/3–11π/6	$U_{14}, U_{21}, U_{12}, U_{21}, U_{14}$
12	11π/6–2π	$U_{14}, U_{22}, U_{12}, U_{22}, U_{14}$

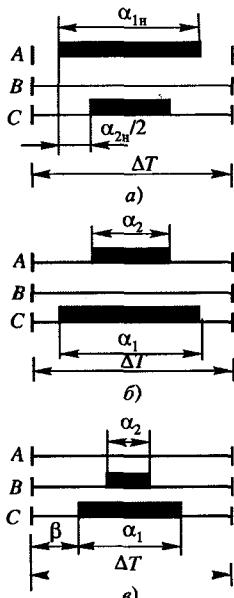


Рис.2

Дальнейший анализ возможного приближения годографа вектора Ψ к Ψ^* позволил разработать еще два новых алгоритма ШИМ.

Первый из них был получен за счёт использования обобщённых векторов "звезды". Для приближения годографа вектора Ψ к кругу, в первой зоне ($0-\pi/6$) вектор Ψ должен двигаться под действием пары векторов U_{22} и U_2 , описывая за период несущего сигнала ΔT годограф идеального вектора Ψ^* внешним и внутренним треугольниками. В табл.2

приведены значения пар обобщённых векторов для остальных зон. Формирование импульсов в фазах инвертора на интервале $[0; \pi/6]$ в первой зоне для одного периода несущего сигнала показано на рис.2,а, на интервале $[\pi/6; \pi/3]$ (во второй зоне) – на рис.2,б.

Закон изменения интервалов формирования ненулевых векторов U_{22} и U_2 первой 30° зоны

$$\begin{aligned} a_{1H} &= \frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \cos(\phi + \pi/6); \\ a_{2H} &= 2M\Delta T \cos(\phi + \pi/3). \end{aligned} \quad (5)$$

Для второй зоны –

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \alpha_{2H} \cos \phi_1 + \frac{1}{2} (\alpha_{1H} - \alpha_{2H}) \cos \phi_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} M\Delta T; \quad (6)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \alpha_{2H} \sin \phi_1 = \frac{1}{2} (\alpha_{1H} - \alpha_{2H}) \sin \phi_2.$$

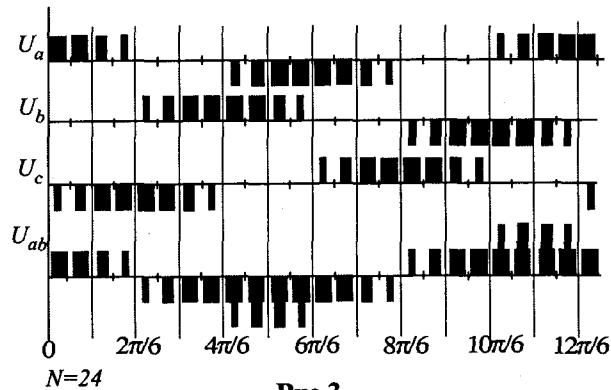


Рис.3

Решение (6) дает закон изменения интервалов формирования ненулевых векторов U_{17} и U_2 второй 30° зоны

$$\begin{aligned} a_{1H} &= \frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \sin(\phi + \pi/6); \\ a_{2H} &= \frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \cos(\phi + \pi/3). \end{aligned} \quad (7)$$

Для остальных зон длительность формирования импульсов и пауз в фазах инвертора определяется аналогично с помощью табл.2 и выражений (5) для нечётных зон и (7) для чётных.

Форма выходного напряжения в фазах инвертора, обеспечивающая формирование предлагаемой последовательности обобщённых векторов, показана на рис.3.

Если провести сравнение с алгоритмом переключения силовых ключей в инверторе, работающим по синусоидальной трёхуровневой ШИМ, то можно заметить, что число коммутаций силовых ключей в предлагаемом алгоритме уменьшилось на 1/3 при выборе одинаковой частоты несущего сигнала. Это объясняется тем, что на 1/3 сократился интервал переключения всех четырех силовых ключей инвертора. Поэтому для обеспечения равенства числа коммутаций силовых ключей в рассматриваемом алгоритме и алгоритмах синусоидальной ШИМ необходимо выбирать частоту несущего сигнала в предлагаемом алгоритме больше в 3/2 раза по сравнению с синусоидальными алгоритмами ШИМ.

Зависимость $HD = f(K_d)$ для предлагаемого алгоритма ШИМ при $f_H/f_1 = 72$ показана на рис.1 (кривая 6). Как видно из графика, качество выходного напряжения, формируемого таким способом, оказывается наилучшим в диапазоне $K_d = 0,5 \div 0,58$.

Второй предлагаемый алгоритм ШИМ был получен за счёт использования обобщённых векторов напряжения "внутреннего шестигранника". При этом предлагается формирование та-

Таблица 3

Номер зоны	Интервал	Последовательность формируемых обобщённых векторов U
1	$0-\pi/3$	$U_{14}, U_{17}, U_{16}, U_{17}, U_{14}$
2	$\pi/3-2\pi/3$	$U_{14}, U_{24}, U_{23}, U_{24}, U_{14}$
3	$2\pi/3-\pi$	$U_{14}, U_{19}, U_{18}, U_{19}, U_{14}$
4	$\pi-4\pi/3$	$U_{14}, U_{26}, U_{25}, U_{26}, U_{14}$
5	$4\pi/3-5\pi/3$	$U_{14}, U_{21}, U_{20}, U_{21}, U_{14}$
6	$5\pi/3-2\pi$	$U_{14}, U_{22}, U_{27}, U_{22}, U_{14}$

кой последовательности обобщённых векторов, чтобы под их действием годограф вектора Ψ за период несущего сигнала ΔT описывал годограф вектора Ψ^* внешним и внутренним треугольниками (т.е. двухстороннее приближение годографов).

Формирование импульсов (пауз) в трёх фазах инвертора в зоне $(0-\pi/3)$ для одного периода ΔT показано на рис.2,в. В табл.3 приведены последовательности формирования нулевого U_{14} и ненулевых обобщённых векторов U_i и U_j для всех зон.

Длительности импульсов (пауз) для формирования ненулевых векторов U_i и U_j в 60° зоне

$$\begin{aligned} a_1 &= M\Delta T \cos(\varphi - \pi/6); \\ a_2 &= M\Delta T \cos(\varphi + \pi/6). \end{aligned} \quad (8)$$

Длительность формирования нулевого обобщенного вектора напряжения β в начале каждого периода несущего сигнала выбирается из условия максимального приближения вектора Ψ к вектору Ψ^* за период ΔT . Значение β было определено из условия минимума целевой функции (индекса качества) $J_i(\beta)$ [10]

$$J_i(\beta) = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta T} |\Psi - \Psi^*|^2 dt. \quad (9)$$

Минимальное значение $J_i(\beta)$ для каждого интервала ΔT обеспечивает максимальное приближение вектора $\Psi(t)$ к идеальному вектору $\Psi^*(t)$ на всём периоде формируемого напряжения. Учитывая высокую частоту несущего сигнала, можно описать движение вектора $\Psi^*(t)$ уравнением

$$\Psi^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{4} t [\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)] + \Psi^*(t_0). \quad (10)$$

После интегрирования (10) определяем значение $\beta(\varphi)$, при котором функция $J_i(\beta)$ будет минимальна

$$\beta(\varphi) = \frac{\Delta T}{2} - \Delta TM \left(1 - \frac{M}{2}\right) \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right). \quad (11)$$

Алгоритм переключений силовых ключей в фазе А инвертора (рис.4), как и для предыдущего алгоритма, оказывается одинаковым для обо-

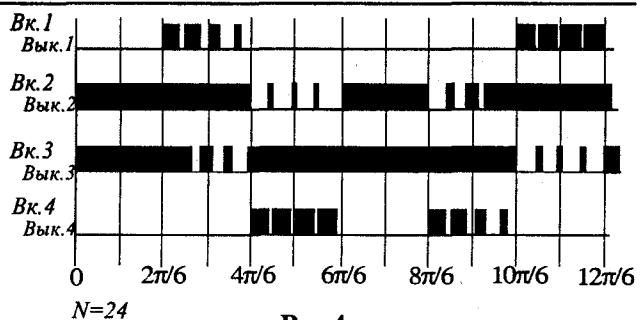


Рис.4

их вариантов реализации силовой части инвертора [1–6] и, как для предыдущего алгоритма позволяет уменьшить число коммутаций силовых ключей на $1/3$, так как на такое число сократился интервал переключения для всех четырех силовых ключей инвертора при выборе одинаковой частоты несущего сигнала. Поэтому частота несущего сигнала для данного алгоритма была увеличена в $3/2$ раза по сравнению с синусоидальной ШИМ при расчёте зависимости $HD = f(K_d)$ и для $f_h/f_1 = 72$ (рис.1, кривая 7). Эта зависимость показывает преимущество данного алгоритма среди рассмотренных для диапазона изменения $K_d = 0,36 \div 0,5$.

Как видно из изложенного, использование одного алгоритма ШИМ в системе АИН – АД не может обеспечивать лучшее качество выходного напряжения на всем диапазоне изменения выходного напряжения инвертора.

Существенное улучшение качества формируемого напряжения на выходе инвертора может быть достигнуто применением различных алгоритмов ШИМ на различных поддиапазонах изменения амплитуды первой гармоники выходного напряжения АИН. При этом на конкретном поддиапазоне инвертор должен работать под управлением определенного алгоритма ШИМ, который обеспечивает наименьшее значение HD .

На рис.1 представлен результат применения предлагаемого подхода (значения кратности частот $f_h/f_1 = 48$ для алгоритмов 1, 2, 4, 5, $f_h/f_1 = 72$ для алгоритмов 3, 6, 7), где непрерывная линия представляет собой значение коэффициента HD при оптимальном сочетании разных алгоритмов для всего диапазона K_d (3, 6, 7, 5 в диапазонах $a-b, b-c, c-d, d-e$ соответственно).

По сравнению с применением только одного алгоритма для регулирования выходного напряжения предлагаемый комбинированный алгоритм ШИМ обладает заметным преимуществом.

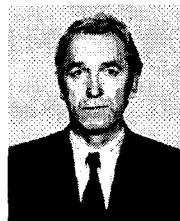
С развитием однокристальных микро-ЭВМ комбинированный алгоритм ШИМ может быть реализован с помощью простых программных и аппаратных средств. Однако необходимо учи-

тывать особенности перехода от одного алгоритма к другому, особенно при плавном регулировании выходного напряжения АИН. Режим плавного регулирования амплитуды первой гармоники выходного напряжения потребует согласования фаз первых гармоник напряжений формируемых различными алгоритмами ШИМ. Такое согласование позволит свести к минимуму переходный процесс в системе АИН-АД при смене поддиапазонов регулирования.

Таким образом, несмотря на некоторое усложнение системы управления инвертором, применение комбинированного алгоритма ШИМ позволит существенно повысить качество формируемого напряжения на выходе АИН для всего диапазона регулирования амплитуды первой гармоники выходного напряжения инвертора.

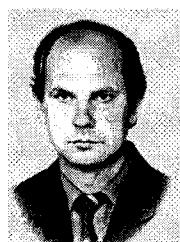
Список литературы

1. Сенько В.И., Лебеденко С.А., Калиниченко А.П., Фан Куок Зунг, Фом Куанг Винь. Новый алгоритм широтно-импульсной модуляции выходного напряжения трёхфазного автономного инвертора с нейтральной точкой // Техн. электродинамика. 1994. №1. С. 13–18.
 2. Alolah A., Hulley L.N., Shepherd W. A three-phase neutral point clamped PWM inverter for motor control // IEEE Trans. Power Electron. 1988. Vol. 3, № 4. P. 399–405.
 3. Fukuda S., Hasegawa H., Iwaji Y. PWM technique for inverter with sinusoidal output current // PESC'88 Record (april 1988), 1988. Vol. 1. P. 35–41.
 4. Holt zJ., Wurm H.P. A new type of voltage fed inverter for the megawatt range // Electrische Bahnen 80. 1982. N. 7. P. 214–221.
 5. Houldsworth J.A., Grant D.A. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter//IEEE Trans. Ind. Appt. 1984. IA-20, №5. P.1224–1228.
 6. Nabae A., Yakahashi L., Akagi H. A new neutral point clamped PWM inverter // IEEE Trans. Ind. Appl. 1981. IA-17, Sept/Oct. P. 518–522.
 7. Salmon J. A reliable 3-phase PWM strategy using a single-chip EPLD // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Sec. Pittsburgh. 1988. P. 915–920.
 8. Shekhawat S., Dhyanchand J. Microprocessor-based sinusoidally sampled PWM technique for neutral point clamped
- PWM inverter // PESC'88. Rec. Record (april 1988), 1988. Vol. 1. P. 50–59.
9. Steinke J. K. Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter // IEEE Trans. Power Electron. 1992. № 3. P. 487–496.
10. Velaerts B., Mathys P., Tatakis E. A novel approach to the generation and optimization of three-level PWM waveforms //PESC'88. Record (april 1988). 1988. Vol. 2. P.1255–1262.



Сенько Виталий Иванович – профессор кафедры теоретической электротехники Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт", доктор техн. наук. Окончил электроэнергетический факультет Киевского политехнического института в 1963 г. Защитил докторскую диссертацию, посвящённую вторичной системе электропитания автономных комплексов на базе полупроводниковых преобразователей частоты в 1986 г.

Юрченко Николай Николаевич – заведующий отделом Института электродинамики Национальной академии наук Украины, профессор, доктор техн. наук. Окончил радиотехнический факультет Киевского политехнического института в 1963 г. Защитил докторскую диссертацию, посвящённую вторичным системам электропитания бортовых технологических установок космических аппаратов в 1991 г.



Макаренко Николай Петрович – доцент кафедры теоретической электротехники Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт", канд. техн. наук. Окончил факультет радиоэлектроники Киевского политехнического института в 1974 г. Защитил диссертацию, посвящённую развитию теории анализа и создания полупроводниковых преобразователей модуляционного типа в 1985 г.

Сенько Лариса Ивановна – доцент кафедры теоретической электротехники Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт", канд. техн. наук. Окончила факультет радиоэлектроники Киевского политехнического института в 1971 г. Защищила диссертацию, посвящённую высоковольтным источникам питания физико-аналитического оборудования в 2000 г.



Сравнительный анализ быстродействия измерительных преобразователей активной мощности переменного тока для систем автоматизации технологических процессов

ВОДИЧЕВ В.А.

Проведено исследование на модели различных типов измерительных преобразователей активной мощности переменного тока. Определен тип преобразователя, являющийся наиболее быстродействующим.

В ряде автоматизированных систем управления (АСУ) технологическими процессами ис-

Different types of an alternating current active power measuring converters are investigated on model. The most fast-working converter type is determined.

пользуются датчики, контролирующие нагрузку исполнительного органа рабочей машины.

При управлении процессом обработки на металлорежущих станках о нагрузке инструмента можно судить по значению мощности, потребляемой из сети электродвигателем главного движения станка, который, как правило, является асинхронным (АД) с короткозамкнутым ротором. Для формирования сигнала технологической обратной связи АСУ в виде напряжения постоянного тока, значение которого пропорционально активной мощности, потребляемой АД из сети, разработан ряд различных по принципам действия измерительных преобразователей (ИП) [1–3]. Одним из главных требований, предъявляемых к таким ИП, является высокое быстродействие. Это обусловлено тем, что при значительной инерционности ИП или запаздывании его выходного сигнала снижается запас устойчивости АСУ и ухудшается качество регулирования, в частности, возрастает перерегулирование мощности в переходных процессах, вызванных изменением снимаемого припуска, что может привести к поломке режущего инструмента. Поэтому при разработке АСУ технологическими процессами важной задачей является сравнительная оценка быстродействия ИП активной мощности. Решению этой задачи, которому не удалено достаточного внимания в литературе, посвящена данная статья.

ИП формируют выходное напряжение постоянного тока u_a , пропорциональное активной мощности одной фазы контролируемой цепи, используя сигнал напряжения u_p , пропорциональный мгновенной мощности и полученный в результате перемножения сигналов датчиков ДН и ДТ фазных напряжения u_u и тока u_i (рис.1,а).

Напряжение u_a может формироваться ИП на основе известных зависимостей

$$u_p = k_u k_i u_i = u_a + u_r; \quad (1)$$

$$u_a = k_u k_i U I \cos \phi; \quad (2)$$

$$u_r = -k_u k_i U I \cos(2\Omega t - \phi); \quad (3)$$

$$u_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_p dt, \quad (4)$$

где k_u, k_i – коэффициенты передачи ДН и ДТ; u, i – мгновенные значения фазных напряжения и тока в контролируемой цепи; U, I – действующие значения фазных напряжения и тока в контролируемой цепи; Ω – угловая частота сети; ϕ – сдвиг фаз между напряжением и током; T – период изменения напряжения сети или изменения сигнала u_p ; t – время.

В ИП первого типа (рис.1,а) напряжение u_a

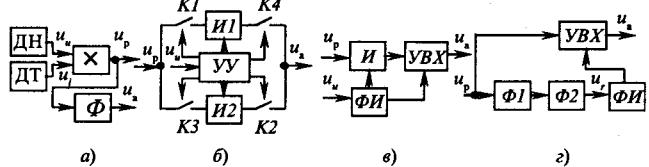


Рис.1. Функциональные схемы измерительных преобразователей

формируется из сигнала u_p с помощью фильтра низкой частоты Φ первого или второго порядка, который уменьшает амплитуду гармонической составляющей u_r сигнала u_p , пропуская на выход без изменений постоянную составляющую u_a .

Работа ИП второго типа (рис.1,б) основана на формировании сигнала u_a в соответствии с формулой (4) [2]. В одном периоде T замкнут ключ $K1$, интегратор $I1$ работает в режиме интегрирования входного сигнала u_p , а на выход ИП через ключ $K2$ поступает напряжение интегратора $I2$, полученное в результате интегрирования сигнала u_p в предыдущем периоде. В следующем периоде ключи $K1, K2$ разомкнуты, а $K3, K4$ замкнуты, $I1$ работает в режиме хранения выходного сигнала, а $I2$ – в режиме интегрирования. Управление ключами и периодически сбросом интеграторов осуществляется управляющее устройство UV , синхронизированное напряжением u_s .

В усовершенствованном варианте ИП (рис.1,в), работающем в соответствии с формулой (4), использован один интегратор I , выходной сигнал которого в конце каждого периода запоминается в устройстве выборки-хранения UVX , после чего осуществляется сброс выходного сигнала интегратора. Управление записью в UVX и сбросом I осуществляется формирователь импульсов ΦI .

ИП третьего типа (рис.1,г) [3], обеспечивает запоминание в UVX значений напряжения u_p в моменты равенства нулю его гармонической составляющей u_r , в эти моменты выполняется равенство $u_p = u_a$. Выделение из сигнала u_p составляющей u_r обеспечивает фильтр высокой частоты $\Phi 1$, компенсацию фазового сдвига выходного напряжения $\Phi 1$ относительно входного обеспечивает фильтр $\Phi 2$.

Исследование работы рассмотренных ИП проведено на математической модели с использованием пакета программ Matlab-SimUlink. Для сравнительной оценки быстродействия ИП выполнено моделирование процесса контроля активной мощности цепи с активной нагрузкой. Результаты моделирования представлены в виде

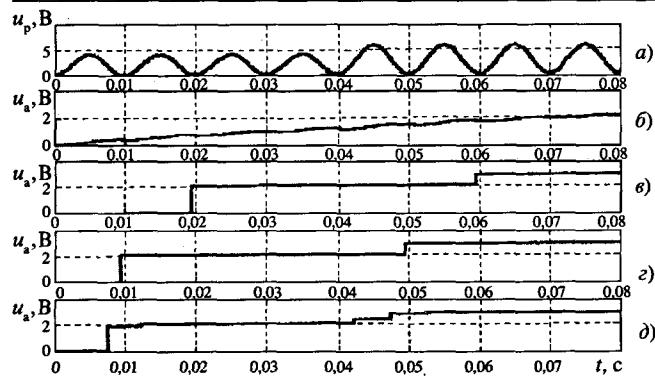


Рис.2. Диаграммы напряжений измерительных преобразователей

графиков зависимостей напряжений u_p и u_a при изменении амплитуды тока в момент времени 0,04 с (рис.2).

График рис.2,б соответствует схеме ИП, приведённой на рис.1,а; график рис.2,в – схемам рис.1,б,в при интегрировании в течение периода напряжения питающей сети; график рис.2,г – тем же схемам при интегрировании в течение половины периода напряжения питающей сети; график рис.2,д – схеме рис.1,г.

Проведённое исследование показало, что из рассмотренных типов ИП наиболее быстро действующим является измерительный преоб-

разователь, выполненный по схеме рис.1,г. По сравнению с ИП, выполненными по схемам рис.1,б,в с интегрированием в течение одного периода и половины периода напряжения питающей сети, время запаздывания выходного сигнала этого измерительного преобразователя меньше в 2,7 раза и в 1,28 раза соответственно.

Список литературы

1. Кизилов В.У., Максимов В.М., Смилянский И.И. Измерительные преобразователи активной мощности энергообъектов. Харьков: Вища школа, 1983.
2. А.с. 1651221 СССР, МКИ G01R 21/00 Измерительный преобразователь активной мощности/ В.А. Водичев, Л.И. Водичева, Ю.С. Пешинский, Н.К. Шапарев // Открытия. Изобретения. 1991. № 19.
3. А.с. 1555675 СССР, МКИ G01R 21/06 Измеритель активной мощности / В.А. Водичев, Ю.С. Пешинский // Открытия. Изобретения. № 13.



Водичев Владимир Анатольевич – доцент кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Одесского политехнического института в 1978 г. Защитил диссертацию по теме “Автоматизированный электропривод плоскошлифовального станка с управлением от микро-ЭВМ” в 1986 г.

Поправка

В журнале "Электротехника" № 3 за 2004 г. следует читать:

Стр.	Столбец	Напечатано	Должно быть
31	1	(δ_2 – толщина скин-эффекта проводника)	(δ_2 – толщина скин-слоя проводника)
32	1	Анализ выражения для АПС	Анализ выражения для АСП
32, табл. 1	2	$\rho, 10^{-2}$ $R_{ss} \cdot 10^{-4}$ Ом	$\rho, 10^{-2} \cdot \text{Ом} \cdot \text{мкм}$ $R_{ss}, 10^{-4} \cdot \text{Ом}$
33	1	соответственно равны 24,35 мкм и 9,235 Ом	Соответственно равны 24,35 мкм и $9,235 \cdot 10^{-4}$ Ом
33	1	...а, $R_{ss \max}^{\text{coat}} = 9,4444$ Ом.	а, $R_{ss \max}^{\text{coat}} = 9,4444 \cdot 10^{-4}$ Ом.
33	1	Для него $R_{ss \min}^{\text{coat}} = 9,035$ Ом,	Для него $R_{ss \min}^{\text{coat}} = 9,035 \cdot 10^{-4}$ Ом,
33	2	Тогда АПС с покрытием	Тогда АСП с покрытием

К присуждению премии Правительства Российской Федерации 2003 г. в области науки и техники **Никитину Олегу Александровичу**

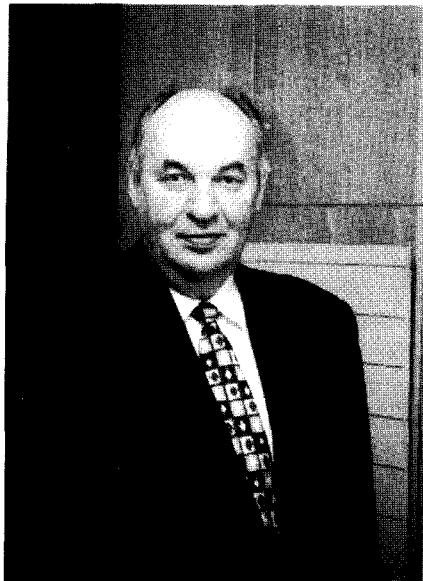
За разработку и внедрение новых методов и технических средств для обеспечения оптимального функционирования и развития сложных энергосистем премией Правительства Российской Федерации 2003 г. в области науки и техники награждена группа учёных и специалистов. Звания "Лауреат премии Правительства Российской Федерации в области науки и техники" удостоен (посмертно) **Олег Александрович Никитин**.

Таким образом, по достоинству были оценены заслуги инженера, учёного, посвятившего всю жизнь российской электроэнергетике.

В 1967 г. после окончания Московского энергетического института О.А. Никитин начал трудовую деятельность в ПО "Дальние электропередачи", где проработал более 35 лет в должностях от инженера до генерального директора. Он всегда был на острие возникающих энергетических проблем, принимая самое непосредственное участие в формировании системно-образующей сети Единой энергосистемы страны.

При непосредственном участии и под руководством Олега Александровича в 1975 г. началась промышленная эксплуатация электрической линии 750 кВ Ленинград–Конаково, позволяющая передавать в объединенную энергосистему (ОЭС) Центра избытки мощности ОЭС Северо-Запада, к которой позднее были подключены Калининская и Ленинградская АЭС. Затем были построены другие ЛЭП 750 кВ: от Курской АЭС до Брянска и далее до ПС Металлургическая в Белгородской области, от Смоленской АЭС до Калуги и далее через Владимир, Брянск до Белорусской ПС.

В это же время при непосредственном участии О.А. Никитина на электроподстанции "Белый Раст" были созданы выпрямительная установка постоянного тока с участками линии 1500 кВ и открытое распределустройство переменного тока напряжением 1150 кВ с полным набором оборудования, участком ВЛ-1150 и клеткой Фарадея. Это позволило своевременно, опе-



режая мировой опыт, провести важные для разработчиков и проектировщиков измерения потерь мощности на корону в различных конструкциях фаз высоковольтной линии и отработки конструкций линий электропередач сверхвысокого напряжения.

С 1978 г. О.А. Никитин, как один из руководителей "Дальнних электропередач", занимался решением практических вопросов проектирования и строительства линий 1500 кВ постоянного тока и 1150 кВ переменного тока Барнаул–Экибастуз–Кокчетав–Кустанай–Челябинск протяженностью около 2000 км.

Огромные практические и теоретические знания Олега Александровича, организаторские навыки, умение видеть проблему в комплексе – все это оказалось крайне необходимо для обеспечения бесперебойного функционирования энергосистем в сложные для отечественной энергетики годы новых экономических условий последнего десятилетия.

Он был одним из инициаторов и разработчиков принципов построения и надежного функционирования энергетической системы страны с участием генерирующих источников различной формы собственности, методов управления надежностью функционирования энергосистем в условиях старения оборудования, снижения пропускной способности

межсистемных связей. По этим вопросам им было написано более 100 научных статей.

В 1993–1998 гг. О.А. Никитин работал руководителем Департамента электрических сетей и вице-президентом РАО "ЕЭС России".

В это время в составе ЕЭС России функционировали параллельно пять объединенных энергосистем – Центра, Средней Волги, Урала, Северо-запада и Северного Кавказа и 7 обособленных подразделений межсистемных электрических сетей. И всей этой структурой руководил Олег Александрович.

С 1998 г. Олег Александрович Никитин – Президент ОАО "Электророзавод" (Москва). Неоценим вклад Олега Александровича в становление и развитие компании в новых экономических условиях, формирование стратегии ее деятельности, нацеленной на тесное взаимодействие с предприятиями энергетики, региональных и центральных органов власти. Все эти годы он принимал активное участие в разработке концепции оптимизации процесса технического перевооружения в энергосистемах России; моделей оценки ресурса оборудования электростанций и подстанций, разработке и внедрении новых методов диагностики трансформаторно-реакторного оборудования. Эти работы имеют важнейшее значение для обеспечения длительной надежной работы Единой энергосистемы страны.

Одновременно профессор Никитин являлся заведующим кафедрой техники и электрофизики высоких напряжений МЭИ, главным редактором журнала "Электро".

Уже год нет с нами Олега Александровича, не узнал он и о высокой оценке страной его деятельности. Факт присуждения ему премии правительства РФ в области науки и техники можно рассматривать как признание весомости его вклада в развитие отечественной энергетики, как закономерный результат его многогранной деятельности. Присужденная награда – добрая память о этом светлом и сильном человеке, Энергетике с большой буквы.

ИСТОРИК и ХУДОЖНИК

Со второй половины 2004 г. издательство “ЗНАК” выпускает ежеквартальный журнал “Историк и Художник”. Предмет журнала – взаимодействие исторической науки и художественного творчества. Издание адресовано тем, кто работает в сферах науки, искусства и образования, а также студентам и старшеклассникам.

Основные рубрики:

“Весь мир – театр”; Художник как свидетель; Историк как рассказчик; Угол преломления; Миф, искусство, история; Художественный образ и социальный тип; Литература – история современности; Зримое прошлое; Штрихи к портрету; Смена лиц; “Какое странное, и манящее, и несущее, и чудесное в слове: дорога!”; Исторический жанр; По следам героев телероманов.

Читайте в первых выпусках журнала:

- Как писать историю: уроки античности.
- Российские Бонапарты: эпигоны и образы.
- Русские за границей: литературная традиция и личный опыт.
- Бюрократический доклад как литературный жанр.
- 300-летие дома Романовых как историко-художественное действие.
- Monsieur L'Abbé, француз. Убогий?
- Поэтическая историософия Федора Тютчева.
- Вандея в романе Виктора Гюго “Девяносто третий год”
- “Врачи-убийцы”: литература и народные представления.
- Неизвестный Розанов. Заметки об исторических годовщинах.
- Проза Ярослава Гашека: наблюдения историка.
- Из дневника Александра Твардовского.
- Образ советского обывателя в песнях Александра Галича.
- “Народная воля” в романах Марка Алданова и Юрия Трифонова.
- Юрий Давыдов. Из архива писателя.
- XIX век под пером Бориса Акунина.
- Телесериал “Бедная Настя”: образы и прототипы.

Подписной индекс в Каталоге агентства “РОСПЕЧАТЬ” – 84232.

Подписка для москвичей: тел. 123-9010, вт. чтв., 12 – 17 час.

Изд-во “ЗНАК”, тел./факс: 361-9377; firma-znack@mtu-net.ru

Адреса для творческих заявок: 101000 Москва, а/я 648, “ЗНАК”,

или: sekirin@bibirevo.net, гл.. ред. ж-ла С. С. Секиринскому