

05

ISSN 0013-5860



Электротехника
4 2001



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

№ 4 АПРЕЛЬ 2001

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 «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В.,
МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета),
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛО-
ВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор

КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-
КИЙ О.В. (зам. главного редактора),
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,
УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-
ЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"

103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Адрес редакции:

123242, Москва,

Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.

Мнение редакций не всегда совпадает с
точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов
редакция ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

© «Электротехника», 2001 г.

СОДЕРЖАНИЕ

КОСМИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

Костырев М.Л., Дружков А.А., Мотовилов Н.В., Галимова А.А.
Комбинированные автономные системы электроснабжения
космических летательных аппаратов 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Захаренко А.Б., Лопухина Е.М., Авдонин А.Ф. Анализ влия-
ния конструктивно-технологических факторов на характерис-
тики двигателя мотор-колеса 7

Литвиненко А.М. Симметричные орбитальные электромеханичес-
кие системы с дисковым якорем 12

Мамедов Ф.А., Курилин С.П. Об определении активной и реактив-
ной мощности для асимметричных электрических машин. 17

Смирнов Ю.В. Перспективные низкоскоростные линейные асин-
хронные двигатели 21

Бихман Р.И., Долкарт В.М. Испытания макетного образца
линейного электромагнитного движителя 25

Богуславский И.З., Лангваген Е.С. Выбор геометрии зубцовой
зоны ротора частотно-регулируемого короткозамкнутого
асинхронного двигателя 28

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Абдулрахманов К.А. Асинхронные электроприводы с регулиру-
емой ЭДС двигателя 30

Попов А.Н. Разгон асинхронного электропривода при постоян-
ном намагничивающем токе двигателя 35

Логинов С.Е., Сальнов А.С., Тубис Я.Б. Электроприводы для
насосов, применяемых в нефтедобывающей промышленности . 41

Буторин В.А. Статистическое моделирование в оценке техниче-
ского ресурса элементов нерегулируемых электроприводов 43

Шестаков А.В. Моделирование пуска синхронного двигателя с
учетом насыщения и угла магнитного запаздывания 46

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

Двинских В.А. Ветроэнергетические агрегаты и электрификация
транспорта 50

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Глухов О.А. Оценка высоковольтной изоляции по электромаг-
нитному излучению частичных разрядов в эксплуатационных
условиях 52

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Карташев И.И. Электромагнитная совместимость в системах
электроснабжения 57

ХРОНИКА

Сорин Л.Н. Новочеркасскому электровозостроительному
заводу — 65 лет 61

В Академии электротехнических наук РФ 64

Николай Федотович Ильинский

Комбинированные автономные системы электроснабжения космических летательных аппаратов¹

КОСТЫРЕВ М.А., ДРУЖКОВ А.А., МОТОВИЛОВ Н.В., ГАЛИМОВА А.А.

Предложена методика определения структуры и параметров систем электроснабжения космических летательных аппаратов комбинированного типа, а также анализа влияния частоты переменного тока на массу основных элементов и всей системы.

Увеличение продолжительности полетов космических летательных аппаратов (КЛА) и применение энергоемких технологий для исследования требуют роста мощности автономной системы электроснабжения (АСЭС) до десятков и сотен киловатт. Повышение мощности существующих АСЭС на солнечных батареях (СБ) возможно путем увеличения КПД, но в основном за счет наращивания площади СБ, что приводит к ухудшению динамических характеристик КЛА, усложнению систем развертывания и ориентации.

Одним из перспективных типов АСЭС КЛА является СЭС, в которой в качестве основного первичного источника применяется ядерный реактор, а преобразование тепловой энергии в электрическую производится как непосредственно, так и с помощью электромеханического генератора [1—4].

Разработка АСЭС КЛА повышенной мощности и длительного ресурса представляет собой качественно новую задачу [1]. Целесообразность применения того или иного класса бортовой энергетики определяется совокупностью отдельных критериев. К их числу относятся прежде всего масса, качество электроэнергии, срок службы, показатели надежности. Кроме того, необходимо отметить особые условия эксплуатации таких систем [5]:

1) для АСЭС КЛА характерны широкие пределы изменения окружающей температуры (от -50 до 500°C и более), давления, плотности, влажности и состава окружающей среды, что приводит к ликвидации естественной "смазки" в трущихся контактах, повышенному искрению и дугообразованию, возникновению разрядов в газах; негативное действие на электрооборудование может оказывать озон, а также различные химически активные среды, используемые в АСЭС (окислители, топливо, пары щелочных металлов и др.);

2) оборудование АСЭС испытывает повышенные динамические и вибрационные нагруз-

ки, кратность которых по отношению к силе тяжести может быть более 100, причем оборудование может занимать произвольное положение в пространстве и работать при отсутствии силы тяжести;

3) из-за компактного размещения разнородного оборудования возникает проблема электромагнитной совместимости устройств АСЭС;

4) для АСЭС в ряде случаев предусматривается работа при повышенных дозах ионизирующего излучения как естественного, так и искусственного (например, при излучении более 10 Р нарушается работа полупроводников и смазки в подшипниках, а также трущихся контактов) [5].

При выборе параметров перспективной АСЭС КЛА, таких как род тока, номинальные значения напряжения и частоты, числа фаз и проводов, кроме изложенных условий эксплуатации и критериев оптимальности, необходимо учитывать требования со стороны потребителей, особенности реализуемых источников энергии, структуру АСЭС, технику безопасности, оптимизацию режимов работы элементов и системы в целом.

При выборе рода тока необходимо отметить, что несмотря на недостатки, системы переменного тока имеют компактные электрические машины, преобразователи и коммутационные аппараты. Выбор номинального напряжения также определяется рядом факторов. Низкие номинальные напряжения приводят к большим токам и потерям, сопровождаются трудностями регулирования и стабилизации параметров.

Рост номинального напряжения снижает рабочие токи и массу проводов, уменьшает относительные падения напряжения в сети, обеспечивает невысокий уровень помех, улучшает удельные показатели. Но повышение номинального напряжения постоянного тока до 200 В связано с решением таких вопросов, как создание СБ и АБ повышенного напряжения ($100\text{—}300\text{ В}$) и защиты группы параллельно соединенных элементов СБ от обратного направления, от повышенного ~~напряжения и искрения.~~

¹ Печатается в порядке обсуждения.

Кроме того, возникает необходимость разработки новых типов централизованных регуляторов и преобразователей напряжения, бесконтактных коммутационных приборов [6].

Наряду с этим в настоящее время создана элементная база устройств переменного тока, таких как электромеханические генераторы, трансформаторно-выпрямительные блоки, трансформаторно-инверторные блоки, с высоким уровнем надежности, имеющие высокие технологические параметры по качеству, быстродействию, обладающих хорошими массогабаритными показателями.

Число фаз в системах переменного тока обычно равно трем. Трехфазная система обладает высокой симметрией, позволяет создать вращающееся магнитное поле, необходимое для машин, при минимальном числе проводников. Для обеспечения требуемой надежности АСЭС можно дублировать число проводов в линиях.

Очевидно, что одним из перспективных типов АСЭС КЛА, удовлетворяющих всему многообразию условий и требований, является комбинированная СЭС, т.е. АСЭС переменного напряжения с рядом потребителей постоянного тока. Для переменного тока типичны значения $U_n = 200/115$ В (линейное/фазное), для постоянного тока $U_n = 24-30$ В.

Известно, что существенное влияние на массу элементов и всей СЭС в целом оказывает частота переменного тока. Если в авиационных СЭС в результате исследований принято стандартное значение частоты 400 Гц, то в АСЭС КЛА задача влияния частоты на массу СЭС не исследована.

Данная статья посвящена решению структурных и параметрических задач для АСЭС КЛА комбинированного типа.

Уровень номинального напряжения таких систем определяется исходя из анализа перспективных элементов переменного тока — 208/120 В, число фаз принимается $m = 3$, а рациональное значение частоты таких систем является предметом исследования. В качестве варьируемого параметра при решении задачи выбирается частота переменного тока.

В качестве целевой функции принимается конструктивная масса АСЭС, а в качестве ограничений — качество электроэнергии на шинах потребителей. Целевая функция и ограничения выбираются в соответствии с главным и второстепенным критерием оптимальности. Эти критерии выбраны исходя из условий эксплуатации АСЭС КЛА и требований, предъявляемых к таким системам.

Решение задачи параметрической оптимизации необходимо базировать на существующих и перспективных разработках в области элементной базы.

Для АСЭС КЛА комбинированного типа основными силовыми элементами являются электромеханические генераторы (ЭМГ), термоэмиссионные генераторы (ТэмГ), термоэлектрические генераторы (ТэлГ), полупроводниковые преобразователи электроэнергии, распределительная сеть.

Анализ современных разработок в области элементной базы показал, что наиболее перспективным типом ЭМГ является бесконтактная электрическая машина (БЭМ) на базе синхронных и асинхронных генераторов. Основное преимущество БЭМ — отсутствие щеточного контакта, что значительно повышает срок службы ЭМГ, надежность работы в космосе. Синхронные генераторы с ПМ из РЗМ имеют наименьшую удельную массу (0,3 : 0,4 кг/(кВ·А).

Удельная масса АГ выше, чем у СТ, но АГ обладает рядом преимуществ, основное из них — относительно простое включение нескольких АГ в параллельную работу. Кроме того, применение новых типов конденсаторов позволяет существенно снизить массу системы возбуждения, а следовательно, и массу АГ в целом [7,8].

В области полупроводниковых преобразователей доминирующей тенденцией также является повышение рабочих частот силовых электронных устройств. Силовая часть практически всех преобразователей содержит трансформаторы, дроссели и конденсаторы. Повышение рабочей частоты является важнейшим фактором улучшения массогабаритных показателей этих устройств [7]. В качестве ключей целесообразно применение мощных биполярных транзисторов с изолированным затвором типа IGBT [9,10]. Такие ключи обеспечивают высокое быстродействие, надежность и относительно небольшую массу. Регулирование формы выходного напряжения в таких схемах осуществляется, как правило, по способу широтно-импульсной модуляции [7,11,12]. Использование полностью управляемых силовых электронных ключей позволяет существенно расширить область схемотехнических вариантов и режимов работы преобразователей. Кроме того, принципиально улучшаются энергетические показатели устройств — КПД, качество входных и выходных параметров, облегчается обеспечение электромагнитной совместимости с источниками соизмеримой мощности и др. [12]. Быстродействие ключа и параметры его вольт-амперной характеристики приводят к снижению мощности управления ключом, что позволяет исключить каскады мощных драйверов и промежуточных усилителей систем управления. Это позволяет не только снизить массу систем управления, но и более эффективно обеспечить ее электромагнитную совместимость с силовой частью за счет оптимизации монтажа функциональных узлов

управления [12]. В качестве основного элемента системы управления перспективным является также применение специализированного микроконтроллера, в котором интегрирован целый спектр периферийных устройств. Особым достоинством такой системы управления является возможность организации программного управления оборудованием благодаря применению новейших достижений в области использования БИС энергонезависимой памяти и БИС "часов реального времени" [13].

В результате проведенных исследований и разработок были получены функциональные и критериальные математические модели основных силовых элементов АСЭС КЛА. Функциональные математические модели включают в себя зависимости входных и выходных электрических параметров элемента и определяют выходные характеристики, удовлетворяющие требованиям по качеству электроэнергии. Критериальные математические модели определяют зависимость конструктивной массы элемента от частоты переменного тока. Полученные модели базируются на зависимостях, полученных на основе общей теории электромашинных генераторов и полупроводниковых преобразователей электроэнергии [7–12, 14], определяющих связь электрических параметров, массы от мощности, уровня напряжения, заданной нагрузки. Особенностью полученных математических моделей является то, что они выражают зависимости электрических параметров, массы от частоты переменного тока.

При разработке математических моделей основных элементов АСЭС комбинированного типа учтены также особенности космических электроэнергетических установок. Если в авиационных системах изменение частоты вращения маршевых двигателей практически не зависит от нагрузки генераторов СЭС, то в АСЭС КЛА с ЯЭУ динамика системы определяется тепловыми процессами первичного источника, а влияние электрических эффектов при этом незначительно и составляет примерно 1–2%. Поэтому на начальном этапе проектирования для анализа АСЭС целесообразно ограничиться статическими моделями, считая переходные процессы мгновенными. Кроме того, такие системы в отличие от других, например авиационных, характеризуются меньшим уровнем мощности нагрузочного оборудования, значительным сроком автономного функционирования, сложностью и разнородностью элементной базы, соизмеримостью мощности источника с мощностью нагрузки, наличием кратковременных пиковых нагрузок, особыми условиями эксплуатации.

Полученные математические модели позволили получить зависимости конструктивной и

удельной массы генераторов, преобразователей, трансформаторов и распределительной сети от частоты переменного тока. Полученные результаты согласуются с известными данными по аналогичным устройствам.

На базе функциональных и критериальных математических моделей разработана обобщенная математическая модель АСЭС КЛА комбинированного типа. В качестве целевой функции принимается главный критерий оптимальности системы — минимум массы АСЭС КЛА.

Целевая функция имеет вид :

$$M_{\text{СЭС}} = \sum_{i=1}^N \frac{2771 \cdot 10^3 S_{\text{Г}i} K_k}{A_i B_{\delta i} f} + \sum_{j=1}^p \left| \frac{240 S_j}{f} + N_j M_{\text{В}j} + \right. \\ \left. + \left| \frac{14,7 P_{\text{д}j}}{f} \right|^{3/4} \left| K_{\text{кТВ}} + \sum_{k=1}^q \left| \frac{240 S_k}{f} + N_k M_{\text{В}k} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left| \frac{14,7 P_{\text{д}k}}{f} \right|^{3/4} \left| K_{\text{кТИП}} + \sum_{i=1}^n G_i L_i \right. \right. \rightarrow \min,$$

где $S_{\text{Г}i}$ — мощность i -го ЭМГ, кВт·А; A_i — линейная нагрузка i -го ЭМГ, А/м; $B_{\delta i}$ — магнитная индукция i -го ЭМГ, Тл; f — частота переменного тока, Гц; N — количество генераторов в АСЭС; S_j — мощность трансформатора j -го ТВП, кВт·А; N_j — количество вентилях j -го ТВП; $M_{\text{В}j}$ — масса вентиля j -го преобразователя, кг; $P_{\text{д}j}$ — мощность дросселя j -го ТВП, кВт; $K_{\text{кТВ}}$ — конструктивный коэффициент ТВП, учитывающий также массу системы управления ТВП; p — количество ТВП в АСЭС; S_k — мощность трансформатора k -го ТИП, кВт·А; N_k — количество вентилях в k -м ТИП; M_k — масса вентиля k -го ТИП, кг; $P_{\text{д}k}$ — мощность дросселя k -го ТИП, кВт; $K_{\text{кТИП}}$ — конструктивный коэффициент ТИП, учитывающий также массу системы управления ТИП; q — количество ТИП в АСЭС; G_i — удельная масса стандартного провода i -го участка распределительной сети, кг/м; L_i — длина i -го участка распределительной сети, м; n — количество участков распределительной сети.

Ограничением обобщенной математической модели АСЭС КЛА комбинированного типа является показатель качества электроэнергии. За показатель качества электроэнергии принимается отклонение значения напряжения на шинах потребителя от заданного. Оно обусловлено допустимым падением напряжения и устанавливается стандартом. В общем случае ограничение имеет вид :

$$\Delta U_{\text{расч}j} \leq \Delta U_{\text{доп}j},$$

где $\Delta U_{\text{доп}j}$ — допустимое отклонение напряжения на шинах j -го потребителя; $\Delta U_{\text{расч}j}$ — расчетное отклонение напряжения на шинах j -го потребителя.

Расчетное падение напряжения также зависит от частоты переменного тока. Эта зависимость определяется формулой:

$$\Delta U_{расчj} = \sum_{i=1}^n \Delta U_{расчij} + \Delta U_{допj} = I_{ij} \sqrt{R_{ij}^2 + ((X_{ij}/400)f)^2} + \Delta U_{допj},$$

где I_{ij} — ток i -го участка j -й магистрали; R_{ij} — активное сопротивление i -го участка j -й магистрали; X_{ij} — реактивное сопротивление i -го участка j -й магистрали; $\Delta U_{допj}$ — дополнительное падение напряжения на элементах соединений и защиты, а также на коммутационных элементах.

Обобщенная математическая модель включает в себя также систему алгебраических уравнений с комплексными переменными, которая формируется и решается следующим образом:

1) топологические уравнения формируются на основании законов Кирхгофа в виде:

$$\begin{bmatrix} [1] & & & [\pi] \\ & [1] & -[\pi] & \\ & & & \\ & & & \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [I_T] \\ [U_N] \\ [U_T] \\ [I_N] \end{bmatrix} = [0],$$

где $[1]$ — единичная матрица; $[\pi]$ — матрица главных сечений для хорд графа схемы; $-\pi$ — матрица главных контуров для ветвей дерева графа; индекс T относится к токам и напряжениям ветвей, вошедших в дерево графа, а индекс N — дополнение дерева (хорды);

2) компонентные уравнения формируются в виде:

$$[Z] \cdot [X] = [B],$$

где $[Z]$ — матрица комплексных коэффициентов компонентных уравнений; $[X]$ — вектор комплексных токов и напряжений; $[B]$ — вектор параметров источников питания;

3) решение системы алгебраических уравнений методом LU -разложения:

уравнения схемы формируются в виде

$$[A] \cdot [X] = [B],$$

при этом матрица

$$[A] = [L] \cdot [U],$$

где $[L]$ — нижняя треугольная матрица; $[U]$ — верхняя треугольная матрица, на главной диагонали которой стоят единицы.

Решение получается применением обратной подстановки в уравнения:

$$[L] \cdot [Y] = [B];$$

$$[U] \cdot [X] = [Y].$$

В общем случае задача формулируется следующим образом: пусть имеется пункт произ-

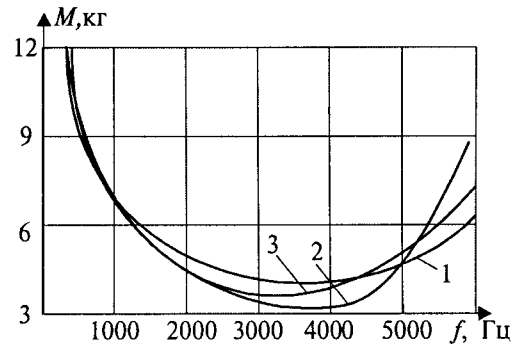


Рис.1. Зависимость массы от частоты сети переменного тока для АСЭС КЛА мощностью 20 кВ·А

водства электроэнергии и несколько пунктов ее потребления, связанных с источником разветвленной сетью. По результатам математического моделирования необходимо получить характеристики, отражающие зависимости результирующего показателя качества от варьируемых параметров элементов и параметров режима АСЭС, чтобы она обеспечивала потребителей электроэнергией в заданном количестве и при заданном качестве при обеспечении минимума результирующего показателя качества.

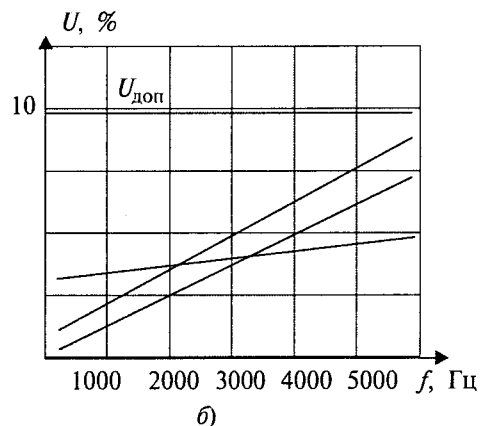
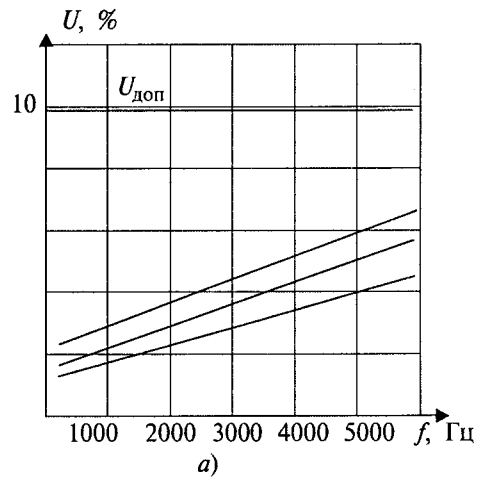


Рис.2. Зависимость напряжения на шинах нагрузки от частоты для АСЭС КЛА мощностью 10 кВ·А

а — потребители переменного тока; б — потребители постоянного тока

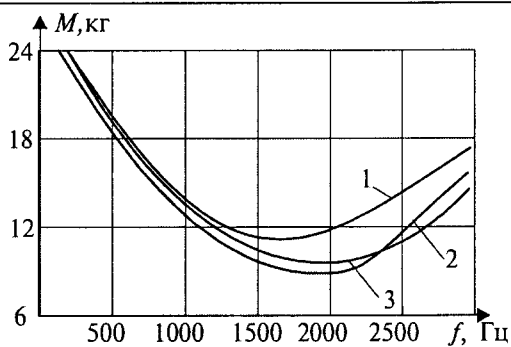


Рис.3. Зависимость массы от частоты сети переменного тока для АСЭС КЛА мощностью 10 кВ·А

Для практической реализации обобщенной математической модели были разработаны алгоритм решения и пакет прикладных программ, который позволяет решать задачи анализа и синтеза комбинированных АСЭС КЛА [13,14]. Алгоритм применим для расчета разветвленных разомкнутых сетей (древовидных), типичных для АСЭС. ППП ориентирован на анализ и синтез АСЭС КЛА, содержащих источники пере-

менного или постоянного тока, преобразователи, распределительную сеть и элементы, входящие в нее, нагрузку и может применяться для исследования систем различной структуры, работающих в нормальных режимах в соответствии с графиком нагрузки.

При решении задач были использованы наиболее типовые структурные схемы комбинированных АСЭС КЛА.

В результате расчета получены зависимости массы АСЭС от частоты для СЭС мощностью 10 кВ·А (рис.1). Рациональное значение частоты для системы такой мощности находится в диапазоне 4000 Гц, т.е. при этой частоте наблюдается минимум массы. При этом отклонение напряжения на шинах потребителей переменного тока (рис.2,а) и постоянного тока (рис.2,б) при такой частоте не превышает допустимого значения. Получены аналогичные зависимости массы от частоты для АСЭС мощностью 20 кВ·А (рис.3). При этом рациональное значение частоты находится в диапазоне 2000 Гц и качество напряжения на шинах нагрузки переменного тока (рис.4,а) и постоянного тока (рис.4,б) удовлетворяет предъявленным требованиям.

Алгоритм также позволяет анализировать качество электроэнергии на шинах нагрузки при изменении графика нагрузки. На рис.5 представлены зависимости падения напряжения на ши-

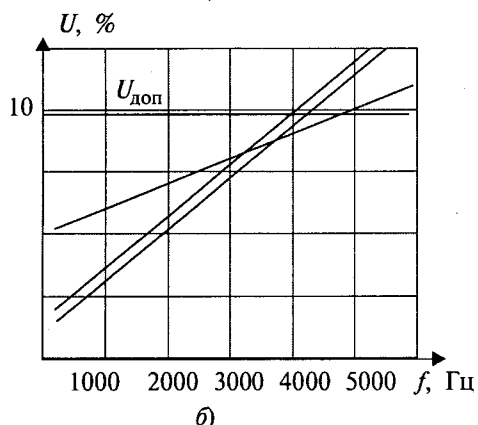
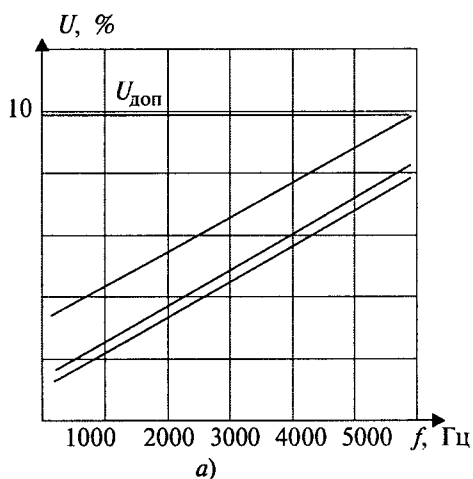


Рис.4. Зависимость напряжения на шинах нагрузки от частоты для АСЭС КЛА мощностью 20 кВ·А:

а — потребители переменного тока; б — потребители постоянного тока

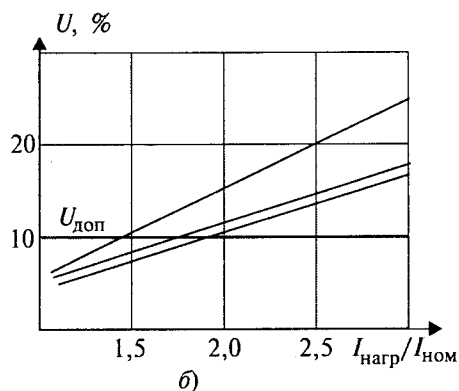
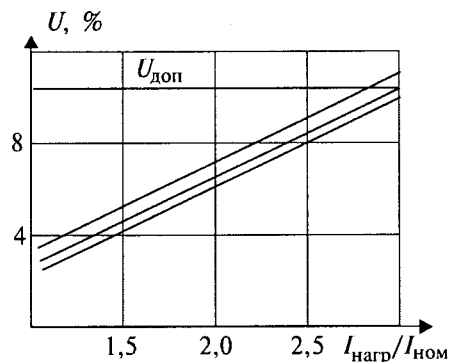


Рис.5. Зависимость падения напряжения на шинах потребителя для заданного графика нагрузки:

а — потребители переменного тока; б — потребители постоянного тока

нах потребителя переменного тока (рис.5,а) и постоянного (рис.5,б) при изменении нагрузки. Этот режим расчета необходим для АЭС КЛА, учитывая особенности работы электрооборудования таких систем.

Предложенная методика и ППП могут использоваться на стадии аванпроектирования АЭС КЛА, а также других автономных объектов для выбора рационального варианта структуры АЭС, оценки ее массы, анализа качества электроэнергии, для выбора параметров основных элементов и параметров режима работы АЭС.

Выводы

Полученные функциональные и критериальные математические модели основных силовых элементов комбинированных АЭС КЛА дали возможность исследовать влияние частоты переменного тока на массу элементов. Обобщенная математическая модель и реализованный пакет прикладных программ позволяют решать задачи анализа и синтеза АЭС КЛА

Выполненные расчеты показали, что для АЭС КЛА мощностью 10—20 кВ·А рациональное значение частоты находится в диапазоне 2000—4000 Гц, при этом конструктивная масса комбинированных АЭС КЛА такой мощности минимальна.

Список литературы

1. Токарев А.Б., Шпаков С.П. Сравнительный анализ структурных схем СЭС повышенного напряжения для КА//Системы и устройства электрооборудования летательных аппаратов. Сб. науч.тр. № 179. М.: МЭИ, 1988. С. 5—13.
2. Bennet Gary L., Pilcher Carl B., Smith William L. Projected Nasa power requirements for space science and exploration missions//Proc. 24th Intersoc. Energi Convers. Eng. Conf. "Technol. Energy Effic. 21st Century", San Diego, Calif., Aug. 3—7, 1992: IECEC-92. Warrendale (PA), 1992. Vol.1. S.107—109.
3. Gilland I., Georgi I. EARLY TRACK NEP system options for SEI missions//AIAA Pap. 1992. № 3200. S. 1—9.
4. Kelley J.H., Yen C.L. Planetary missions opportunities with nuclear electric propulsion//AIAA Pap. 1992. № 1560. S.1—12.
5. Бут Д.А. Синтез автономных электроэнергетических систем//Электричество. 1994. № 1. С.1—18.
6. Галтеев Ф.Ф., Грузков С.А., Токарев А.Б. и др. Системы электроснабжения космических летательных аппаратов//Итоги науки и техники. Сер. Электрооборудование транспорта. М.: ВИНТИ, 1991. № 7.
7. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
8. Торопцев Н.Д. Асинхронные генераторы автономных систем. М.: Знание, 1998.
9. Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И. Современная элементная база силовой электроники//Электротехника. 1996. № 4. С.2—8.

10. 3300 V IGBT — Module for traction applikation/H. Brunner, M. Hierholzer, R.Spante, a.o.//EPE' 95. Proc. of 6th European Conference on Power Elektronik and Applikation. 19—21 Sept. 1995. Sevilla, Spain. Vol. 1. P. 1056—1059.

11. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. М.: Высшая школа, 1990.

12. Бут Д.А. Трансформаторно-вентильные преобразователи с индуктивными фильтрами для автономных энергоустановок//Электричество. 1990. № 1. С. 31- 40.

13. Фельдман Ю.И., Миронов Л.М., Машихин А.Д. и др. Состояние и перспективы развития автоматизированных электроприводов с преобразователями частоты для крановых и судовых подъемных механизмов//Электротехника. 1995. № 10. С. 2—5.

14. Костырев М.Л., Княев В.М., Мотовилов Н.В. Моделирование электромагнитных процессов в электромеханических вентильных системах с асинхронными машинами//Изв. АН СССР. Сер. Электронное моделирование. 1985. Т.7, № 2. С.79—84.

15. Костырев М.Л., Мотовилов Н.В., Галимова А.А. и др. Автоматизированный расчет системы электроснабжения//Электротехника. 1994. № 8. С. 44—47.

Костырев Михаил Леонидович — заведующий кафедрой "Электротехническое инженерно-педагогическое образование" Самарского государственного технического университета, доктор технических наук, профессор. В 1961 г. закончил электромеханический факультет Томского политехнического института. В 1985 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Автономные асинхронные генераторы с вентильным возбуждением".

Дружков Анатолий Александрович — доцент кафедры электротехнического инженерно-педагогического образования Самарского государственного технического университета, кандидат технических наук. В 1969 г. закончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и проектирование асинхронных генераторов с вентильным возбуждением для автономных объектов".

Мотовилов Николай Васильевич — доцент кафедры электротехнического инженерно-педагогического образования Самарского государственного технического университета, кандидат технических наук. В 1973 г. закончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института. В 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Аварийные несимметричные режимы асинхронных вентильных генераторов".

Галимова Акиля Анверовна — старший преподаватель кафедры электротехнического инженерно-педагогического образования Самарского государственного технического университета. В 1987 г. закончила электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института. В 1998 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме "Определение структуры и параметров автономных комбинированных систем электроснабжения космических летательных аппаратов на этапе аванпроектирования".

Анализ влияния конструктивно-технологических факторов на характеристики двигателя мотор-колеса

ЗАХАРЕНКО А.Б., ЛОПУХИНА Е.М., АВДОНИН А.Ф.

Создана математическая модель вероятностного расчета нетрадиционной конструкции бесконтактного вентильного двигателя для привода мотор-колеса. Проведен анализ влияния конструктивно-технологических и эксплуатационных факторов на характеристики этого исполнения электрической машины, что позволило выявить наиболее существенно влияющие входные факторы и обоснованно судить о назначении допусков на них.

Наметившийся в последнее время рост отечественного промышленного производства определяется, в том числе, и организацией серийного выпуска новых изделий, обладающих улучшенными потребительскими качествами. Актуальной является задача создания экологически чистых электроприводных транспортных средств и насыщение рынка этой продукцией. Некоторые виды электромобилей, спортивных, инвалидных колясок и грузовых электрокаров целесообразно выполнять на базе двух или четырех безредукторных мотор-колес, являющихся бесконтактными тихоходными вентильными двигателями и обладающих высокой надежностью. Управление мотор-колес с помощью индивидуальных электроприводов позволяет улучшить маневренность, исключить механические дифференциалы, сократить число механических муфт, валов, и, в конечном счете, повысить общий КПД электрического транспортного средства.

В качестве основы для создания электропривода ЗАО "Инкар" — одной из фирм, разрабатывающих и серийно выпускающих транспортные средства, выбрана нетрадиционная конструкция вентильной машины с постоянными магнитами [1]. Это исполнение обладает высоким отношением "момент/масса" за счет наличия двух индукторов. Математическая модель поверочного и оптимизационного расчетов этих двигателей приведена в [2,3].

Система управления электроприводом построена на базе микропроцессоров TMS320F241 фирмы "Texas Instruments" (США). Эти микроконтроллеры специально ориентированы для решения задач управления. Имея высококачественное исполнение центрального процессора и встроенную периферию в одном кристалле, в серии 'C24x пользователю предлагается дешевое устройство, которое является альтернативой традиционных многокристальных микроконтроллеров. При быстром действии в 20 мил-

лионов операций в секунду, определяющей конвейерной обработкой инструкций, эти микроконтроллеры имеют значительное преимущество над традиционными 16-битовыми микропроцессорами. Такое быстрое действие приводит к значительному повышению качества управления двигателем.

Обычно электрическую машину принято рассматривать с детерминированными параметрами, за номинальные значения которых принимают расчетные. Однако в процессе производства значения размеров и свойств материалов становятся случайными величинами. Это вызывает необходимость назначения допусков на входные факторы и доверительных интервалов связанных с ними показателей качества, организации контроля, и в конечном итоге создания системы управления качеством, которая не может быть разработана только на основе классической теории электрических машин [4—8]. При серийном производстве проблема обеспечения и повышения качества изделий, а также обоснования допусков входных факторов стоит особенно остро. Решение этой задачи применительно к вентильным двигателям с постоянными магнитами для привода мотор-колес транспортных средств приводится в данной статье.

Для описания модели формирования качества принят подход, применяемый при следующих допущениях [6].

1. Заданы единичные показатели качества

$$y_{\gamma} = f_{\gamma}(x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_n), \quad (1)$$

которые являются непрерывными функциями значений входных факторов

$$X(x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_n), \quad (2)$$

где $j = 1, n$ — количество рассматриваемых факторов; $\gamma = 1$; m — количество единичных показателей качества.

2. Значения показателей качества и факторов являются случайными величинами.

3. Изменение показателей качества допускается в односторонних или двусторонних пределах:

$$y_{yi} \leq y_{\gamma}(X) \leq y_{ys}, \quad X \in D, \quad (3)$$

где y_{yi} , y_{ys} — значения показателей качества, соответствующие нижней и верхней границам поля допуска; D — множество возможных значений факторов.

4. Проведен расчет электрической машины и получены расчетные значения факторов X_p , удовлетворяющих критериям качества:

$$y_{yi} \leq y_{\gamma}(X_p) \leq y_{ys}, \quad X \in D. \quad (4)$$

5. Отклонение значений показателей качества в пределах $[y_{yi}, y_{ys}]$ в пространстве факторов определяют связанную область допустимых значений факторов d так, что для всех точек области d показатели качества будут приемлемыми.

Принятые допущения определяют, в том числе, и требование непрерывности каждой выходной функции математической модели проверочного расчета, выбранной в качестве показателя качества, относительно входных факторов. Это требование не всегда выполнимо для нелинейной зависимости, однако, в области рассматриваемого класса электрических машин [2,3] оно почти всегда справедливо.

ГОСТ 16264.0-85 определяет общие технические требования к электрическим двигателям малой мощности — до 1 кВт. Среди прочего, он регламентирует отклонения от номинальных значений для КПД, коэффициента мощности, начальных пусковых момента и тока, уровня звука и вибрационной скорости, момента инерции и массы. Для тихоходных вентильных двигателей наиболее актуальными являются показатели качества, приведенные в табл.1, где даны и их отклонения в худшую сторону для рассматриваемого уровня мощности свыше 10 Вт, КПД более 50%, масса более 0,2 кг. Значения параметров и характеристик в сторону улучшения не регламентируется. Отметим, что КПД и пусковой ток, характеризующие мощность потребления от автономного источника питания, определяют пробег транспортного средства между двумя подзарядками. Наиболее существенным является КПД крейсерского режима транспортного средства, выбираемого вблизи максимума этой величины, т.е. η_{max} . Пусковой момент мотор-колеса определяет способность экипажа преодолевать препятствия. Массы активных материалов, влияющие на его себестоимость, также весьма важны. Кроме перечисленных величин, важнейшей является нормируемая ГОСТ 16264.3-85 номинальная частота вращения двигателей с постоянными магнитами. Для вентильных двигателей более актуальной является обуславливающая регулировочные свойства двигателя скорость холостого хода, близкая к номинальной (табл.1).

Таблица 1

Требования к предельным отклонениям характеристик электрических двигателей от номинальных значений

№	Наименование показателей	Обозначение	Предельные отклонения
1	КПД	η	$-0,15(1-\eta)^*$
2	Начальный пусковой момент	M_n	-15%
3	Начальный пусковой ток	I_n	+20%
4	Скорость холостого хода	n_{xx}	$\pm 15\%$
5	Масса двигателя	G	+2%

* Для двигателя с $\eta = 77,0\%$ предельное отклонение составляет $-3,45\%$.

Момент инерции транспортного средства, даже легкого, не характеризуются инерционностью мотор-колес. Виброакустические показатели бесконтактных тихоходных двигателей практически всегда находятся на приемлемом уровне, однако это тема для отдельного обсуждения.

В качестве примера, рабочие характеристики одного из двигателей для привода инвалидной коляски при детерминированных параметрах представлены на рис.1. При регулировании используется вся механическая характеристика, не вводится ограничение тока и момента системой управления. На рис.1 P_S и P_R — потребляемая и полезная мощности соответственно.

Допуски имеют все конструктивно-технологические и эксплуатационные факторы, в том числе свойства материалов. В табл.2 приведены

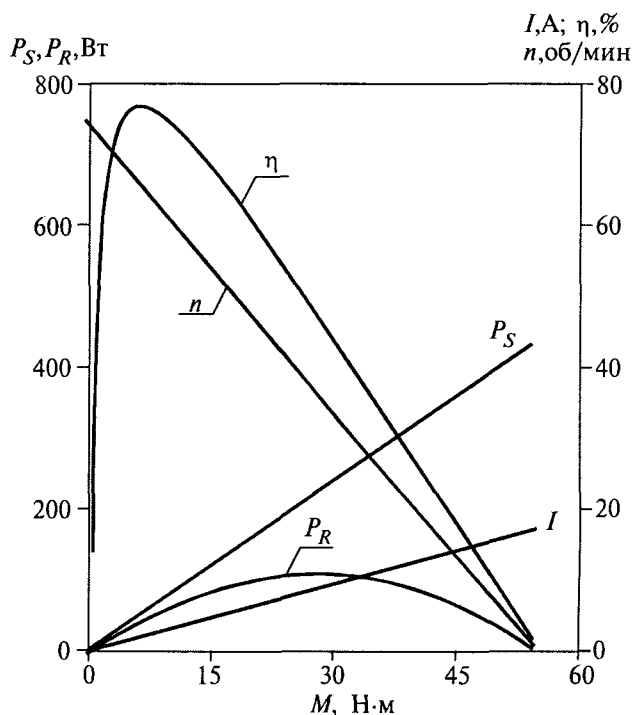


Рис.1. Рабочие характеристики двигателя мотор-колеса инвалидного кресла-коляски при детерминированных параметрах

Таблица 2

Исходные данные для вероятностного расчета			
№	Факторы	Номинальное значение	Отклонение
1	Воздушный зазор δ , мм	1	$\pm 0,16$
2	Высота постоянного магнита h_m , мм	4	$-0,15$
3	Активная длина l_δ , мм	33	$-0,5$
4	Толщина ярма h_a , мм	4	$-0,7$
5	Высота зубца h_z , мм	25	$-0,4$
6	Ширина зубца b_z , мм	8	$-0,1$
7	Диаметр провода d , мм	0,71	$\pm 0,03$
8	Проводимость меди σ , МСм/м	41,5	$\pm 2,5$
9	Относительная ширина магнита b_m/τ	0,86	$\pm 0,04$
10	Кривая размагничивания магнита	—	$\pm 5\%$
11	Кривая намагничивания электротехнической стали	—	$+10\%$
12	Удельные потери в стали $p_{1,5/50}$, Вт/кг	5,5	$\pm 0,7$
13	Коэффициент заполнения зубцов статора сталью k_{Fe}	0,95	$\pm 0,2$
14	Напряжение питания U , В	25	$\pm 1,25$

исходные данные вероятностного расчета. Они были сформированы в процессе проектирования и производства, а также исходя из требований к качеству электроэнергии. Целью вероятностного расчета является выявление наиболее существенно влияющих факторов и обоснование требований к допускам с учетом стоимости изделия. При завышенных требованиях к точности изготовления увеличивается трудоемкость, при недостаточных — возрастает процент брака, поиск оптимального решения является весьма актуальной задачей.

Выбор входных факторов определяется, в том числе, и особенностями рассматриваемой конструкции электрической машины [1–3]. Так, разброс длины витка обмотки статора, оказывающий существенное влияние на активное сопротивление фазы и характеристики двигателя при традиционной технологии изготовления "всыпной" обмотки, в данном случае такого влияния не оказывает. Намотка обмотки статора осуществляется непосредственно на каждый зубец.

Следует отметить, что при расчете, например, разброс характеристик постоянных магнитов учтен полиномами кривых размагничивания, которые выбираются в заданных пределах $\pm 5\%$ от номинальной характеристики. Такое жесткое требование удалось обеспечить специальной проверкой. Аналогичный подход, но с иным допуском, использован и при задании кривой намагничивания электротехнической

стали. Допуск на напряжение питания, обеспечиваемый системой управления, принят $\pm 5\%$, т.е. меньше, чем варьируется напряжение аккумуляторной батареи.

Исследования проводились и на физических моделях, которыми являлись двигатели, изготовленные при мелкосерийном производстве, проходящие проверку на автоматизированном стенде. Результаты испытаний и детерминированного (одновариантного) расчета двигателей мотор-колес инвалидного кресла-коляски при фиксированных "номинальных" значениях размеров и свойствах материалов представлены в табл.3. Экспериментальные данные рассчитаны по результатам испытаний шести электродвигателей, что не позволяет в полной мере провести их статистический анализ.

Схема алгоритма созданной математической модели вероятностного расчета вентильных двигателей, аналогичная предложенной в [4,5], представлена на рис.2.

Результаты вероятностного расчета двигателя мотор-колеса, анализирующие 1024 математических эксперимента, с учетом допусков на входные конструктивно-технологические и эксплуатационные факторы приведены на рис.3 и 4. При расчете было принято, что закон распределения входных факторов — нормальный. Показатели качества даны в относительных единицах, при этом за базовые величины приняты соответствующие "номинальные" величины, найденные при детерминированном расчете (табл.3).

Полигоны для семи единичных показателей качества построены с шагами S , указанными

Таблица 3

Результаты детерминированного и вероятностного поверочных расчетов и данных испытаний для двигателя мотор-колеса инвалидного кресла-коляски

Показатели качества	Детерминированный расчет x_H	Вероятностный расчет				Математическое ожидание	Эксперимент (среднее значение)
		Абсолютное значение x_{min}	x_{min}/x_H	Абсолютное значение x_H/x_H	x_{max}/x_H		
$M_n, Н\cdot м$	53,8	45,8	0,85	61,0	1,13	53,1	53,4
$I_n, А$	17,2	15,3	0,89	19,7	1,15	17,4	18,4
$n_{xx}, об/мин$	74,9	69,9	0,93	85,5	1,14	77,2	71,7
$\eta_{max}, \%$	77,0	74,7	0,97	79,0	1,03	76,8	—
$G_{Cu}, кг$	1,12	1,08	0,96	1,14	1,02	1,12	1,14
$G_{Fe}, кг$	2,58	2,27	0,88	2,61	1,01	2,44	—
$G_m, кг$	0,96	0,91	0,95	0,96	1,00	0,94	0,98

Примечание: G_{Cu} — масса меди обмотки статора, G_{Fe} — масса активной стали, G_m — масса магнитов.



Рис.2. Схема алгоритма вероятностного расчета электромеханических характеристик двигателя

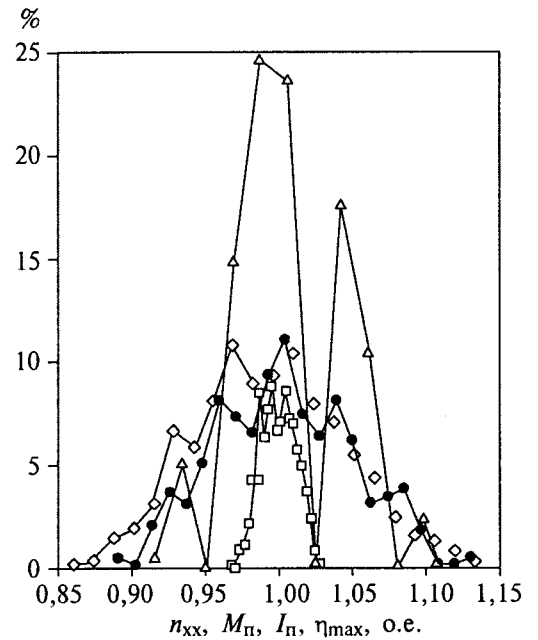


Рис.3. Результаты вероятностного расчета для показателей качества: скорости холостого хода, пусковых момента и тока, максимального КПД:

- △ — △ — n_{xx} , $S = 0,0184$;
- ◇ — ◇ — $M_{п}$, $S = 0,0139$;
- — ● — $I_{п}$, $S = 0,0114$;
- — □ — η_{max} , $S = 0,0028$

на рис.3,4. Судя по полигонам, предельные отклонения удовлетворяют требованиям ГОСТ (табл.1), а законы распределения этих показателей близки к нормальному. Последним и объясняется близость значений математических ожиданий к "номинальным" значениям (табл.3).

Используя приближенную модель формирования качества в матричной форме для малых отклонений показателей качества от математических ожиданий, пренебрегающую членами второго и высших порядков, а также систематическими погрешностями, получаем:

$$\Delta Y = C \Delta X, \quad (5)$$

где ΔY , ΔX — матрицы, элементами которых являются погрешности единичных показателей качества и входных факторов; C — матрица передаточных коэффициентов преобразующей системы.

Элемент этой матрицы

$$C_{ij} = \frac{\Delta y_j}{\Delta x_i} \frac{x_{iH}}{y_{jH}} \quad (6)$$

показывает на сколько процентов изменится i -й показатель качества Δy_j по сравнению с его номинальным значением y_{jH} , взятом из детерминированного расчета, при изменении на 1% j -го входного фактора Δx_i . Расчет этих коэффициентов для существенно влияющих факторов представляет практический интерес и приведен в табл.4.

Отметим, что удельные потери в стали не оказывают существенного влияния на выходные показатели в основном из-за низкой частоты переключения электронных вентилях ти-

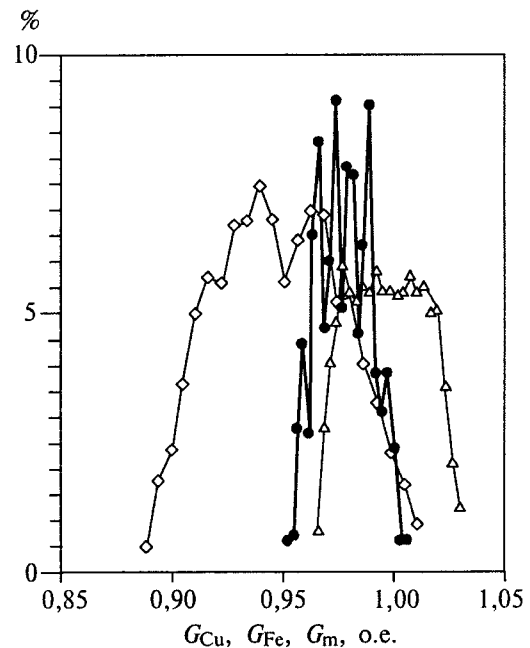


Рис.4. Результаты вероятного расчета для показателей качества — масс активных материалов: меди и постоянных магнитов:

- △ — △ — G_{Cu} , $S = 0,0030$;
- ◇ — ◇ — G_{Fe} , $S = 0,0059$;
- — ● — G_m , $S = 0,0025$

Коэффициенты влияния факторов на показатели качества

Факторы	Показатели качества						
	$M_{п}$	$I_{п}$	n_{xx}	η_{max}	G_{Cu}	G_{Fe}	G_m
Воздушный зазор	-0,013	<0,001	0,145	<0,001	—	—	—
Высота постоянного магнита	0,005	<0,001	<0,001	0,003	—	—	0,922
Активная длина	0,025	0,191	-0,793	-0,026	0,607	0,993	0,804
Толщина ярма	0,025	<0,001	-0,229	0,026	—	0,487	—
Высота зубца	-0,006	<0,001	<0,001	-0,114	—	0,564	—
Ширина зубца	0,007	0,116	<0,001	0,109	—	0,507	—
Диаметр провода	1,980	2,064	<0,001	0,267	1,775	—	—
Проводимость меди	0,987	0,965	<0,001	0,140	—	—	—
Относительная ширина магнита	0,381	<0,001	-0,246	0,239	—	—	0,341
Кривая размагничивания магнита	1,859	<0,001	-2,403	0,961	—	—	—
Кривая намагничивания электротехнической стали	0,010	<0,001	0,291	0,003	—	—	—
Напряжение питания	1,007	0,969	1,113	0,078	—	—	—

ходной машины привода мотор-колеса инвалидного кресла-коляски (до 15 Гц).

Значение коэффициента заполнения пакета сталью, зависящее от способов создания междупольной изоляции и сборки пакета, также практически не влияет на характеристики, так как применяется только один способ изоляции и скрепления пакетов зубцов.

Анализ табл.4 показывает, что наиболее существенно влияющими факторами являются:

- проводимость меди и диаметр провода, влияющие на активное сопротивление обмотки статора;
- свойства постоянных магнитов и активная длина, определяющие поток машины;
- напряжение питания.

Таким образом, повышенные требования к характеристикам постоянных магнитов и напряжению питания оправданы. Хотя проводимость меди и диаметр провода являются весьма значимыми, влияние на них в сторону уменьшения допуска является дорогостоящим, а в современных условиях — практически невозможным.

Выводы

1. Созданы алгоритм и пакет программ расчета влияния конструктивно-технологических и эксплуатационных факторов на характеристики бесконтактных вентильных двигателей.

2. Наиболее значительными конструктивно-технологическими факторами, влияющими на выходные показатели вентильного двигателя мотор-колеса являются: проводимость меди, диаметр провода, магнитные свойства постоянных магнитов, а эксплуатационным — напряжение питания. Например, коэффициенты влияния диаметра провода на пусковой ток 2,064, кривой размагничивания магнита на скорость холостого хода — 2,403, напряжения питания на пусковой момент 1,007.

3. Удельные потери в стали и коэффициент заполнения пакета сталью, традиционно имеющие большое значение, не оказывают существенного влияния на электрохимические характеристики вследствие сравнительно малой частоты вращения мотор-колес и технологии шихтовки сердечников.

4. Вероятностный расчет показал, что предельные отклонения показателей качества удовлетворяют требованиям ГОСТ.

Список литературы

1. Пат. на изобретение 2074763 РФ. Приводное устройство для передвижных средств/Ю.П.Кривоспицкий, А.Ф.Авдонин, С.И.Машуров и др. 1997.
2. Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф. Оптимизация проектирования тихоходного вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса//Электротехника. 1999. № 12. С. 6-13.
3. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А., Авдонин А.Ф., Захаренко А.Б. Мотор-колеса для экологически чистых электроприводных транспортных средств//Международная конференция "Автомобиль и техносфера'99", Казань 16-20 июня 1999, Издательство КАИ, 1999. С.309 —314.
4. Орлов И.Н. Маслов С.И. Система автоматизированного проектирования электрохимических устройств. М.: Энергоатомиздат, 1989.
5. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности. Ч. II-М.: Изд-во МЭИ, 1999.
6. Муравлев О.П. Разработка теории и практических методов управления качеством электрических машин//Электричество. 1986. № 4. С.29-32.
7. Длин А.М. Математическая статистика в технике. М.: Советская наука, 1958.
8. Шиндовский Э., Шюрц О. Статистические методы управления качеством/Пер. с немецкого Ивановой В.М., Решетниковой И.О. М.: Мир, 1976.

Захаренко Андрей Борисович — научный сотрудник ЗАО "Инкар". Окончил электрохимический факультет (ЭМФ) Московского энергетического института

(МЭИ) в 1995 г. В 1998 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование асинхронных двигателей с массивными ферромагнитными элементами методом передаточных функций".

Попухина Елена Моисеевна — доцент кафедры электромеханики МЭИ. Окончила ЭМФ МЭИ в 1941 г. В 1947 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме:

"Теоретическое и экспериментальное исследование асинхронных машин с полым ротором".

Авдонин Алексей Федорович — начальник отдела ЗАО "Инкар". Окончил факультет электроники и счетно-решающей техники Московского лесотехнического института в 1979 г.

Симметричные орбитальные электромеханические системы с дисковым якорем¹

ЛИТВИНЕНКО А.М.

Рассмотрены особенности конструктивной схемы привода робота с использованием концепции орбитальных электромеханических систем (ОЭС) с внешней магнитной системой. Получены соотношения, позволяющие определить степень секционированности ОЭС в орбитальном и в радиальном направлениях. Приведены зависимости для четырех существенных интервалов изменения угла поворота относительно статора, кратко изложена предлагаемая методика расчета.

Ускорение научно-технического прогресса зависит от внедрения новых научно обоснованных технических решений. В области электрооборудования промышленности к их числу относятся оригинальные по конструкции, выполняемым функциям и технологическому назначению электромеханические системы, электротехнические комплексы и электрические машины. Как известно, существует большое разнообразие электромеханических преобразователей. Данная работа посвящена одной из их разновидностей — орбитальным электромеханическим системам (ОЭС) на основе использования многороторных электромеханических преобразователей. При этом роторы расположены по окружности — орбите — внутри индуктора или статора. Данные системы не имели до сих пор практического применения из-за недостаточной изученности. Кроме того, пониженный интерес разработчиков к подобным устройствам в немалой степени объясняется и тем, что данные машины в цилиндрическом исполнении изначально имеют увеличенный воздушный зазор, и, как следствие, высокий намагничивающий ток и низкие массогабаритные показатели. Однако, как показано в данной работе, некоторые новые области применения орбитальных электромеханических систем, позволяют получить целый ряд технических преимуществ, реализация которых ведет к получению экономического эффекта. К числу таких областей применения относятся исполнительные системы промышленной робототехники. При этом достигается преимущество, недостижимое при ис-

пользовании традиционных типов электрических машин. Так, уменьшаются масса и габариты подвижной части робота, что увеличивает его эффективность, в частности, повышается быстродействие и производительность.

Масса и габариты подвижной части манипулятора, например, поворотной колонны робота ТУР-10, уменьшаются из-за того, что на поворотной части укрепляются лишь роторы (дисковые якоря) двигателей, а наиболее тяжелый элемент — магнитная система — общая для всех двигателей — располагается на неподвижном основании, там же, где и привод поворота колонны. При этом магнитная система имела бы максимальную простоту при четырехполюсном исполнении, когда каждой паре полюсов соответствовали бы внутренний и внешний участки орбиты. Однако известно, что из-за минимизации длин лобовых частей якорной обмотки, дисковые якоря выпускаются исключительно в многополюсном исполнении (8 или 12 полюсов). В этих условиях использование орбитальных систем с несекционированными магнитопроводами невозможно. Лишь введение секционирования, неизбежно усложняющего магнитную систему, позволяет решить задачу реализации орбитального привода роботов, в частности, обеспечить многополюсную конфигурацию зоны полюсов при повороте.

Задачей исследования, решаемой в данной статье, и является определение условий реализации секционированной внешней магнитной системы с конкретными выводами и рекомендациями по условиям секционирования магнитной системы (как по окружности, так и по радиусу). При этом должно быть оценено также

¹ Печатается в порядке обсуждения.

возможное недоиспользование площади дискового якоря из-за наличия кольцевого канала перемещения колонны робота. Вопросы коммутации обмоток возбуждения отдельных сегментов магнитной системы конкретно не рассматриваются из-за ограниченного объема статьи. Эти вопросы частично затронуты в [1], и успешно решаются вследствие сравнительно низкой частоты переключения, пропорциональной угловой скорости поворота колонны. Конструктивно это также не вызывает затруднений из-за того, что датчик положения изначально входит в состав привода поворота и сигнал этого датчика может быть использован для коммутации секций.

Пример реальной симметричной орбитальной электромеханической системы промышленного робота с дисковым якорем приведен на рис.1, где обозначено: 1 — основание; 2 — платформа; 3 — штатная магнитная система, взаимодействующая с диском 4 двигателя поворота, соединенного с редуктором 5; 6 — рука робота; 7,8 — соответственно внешний и внутренний магнитопроводы ОЭС; 9 — диски якорей; 10 — редукторы; 11 — схват.

Особенностью орбитальных электромеханических систем с дисковым якорем является такое же, как и у исходного двигателя, значение воздушного зазора и особая конструкция магнитной системы, связанная с наличием не-

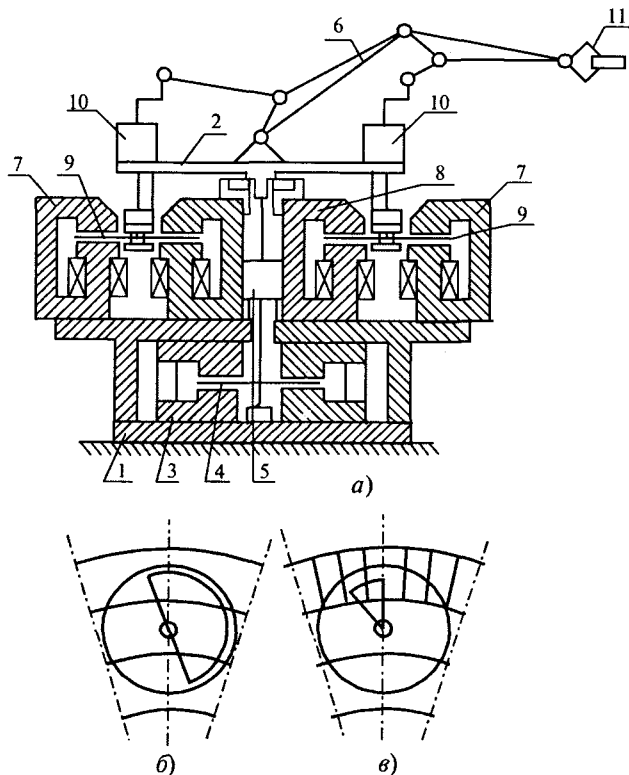


Рис.1. Компоненка промышленного робота с орбитальной электромеханической системой дискового типа (а), несекционированное двухполюсное исполнение ОЭС (б) и секционированное восьмиполюсное исполнение ОЭС (в)

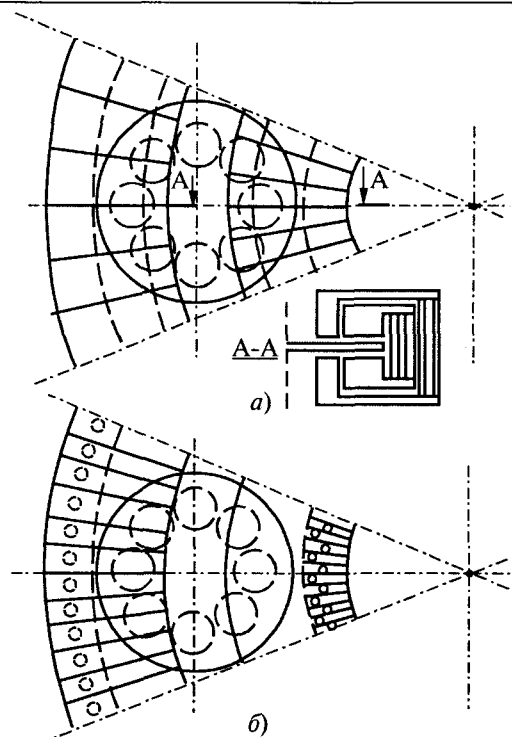


Рис.2. Симметричная магнитная система с концентрическими полюсами (а) и секционированная в орбитальном направлении симметричная магнитная система (б)

скольких пар полюсов (рис.2) и предполагающая секционирование как в орбитальном, так и в радиальном направлениях.

Из анализа трехзвенника, показанного на рис.3,а (основание, блок роторов, ротор с радиусом r и орбитой R с углами поворота ψ и Ψ), следует что уравнение кинематики [2] имеет вид:

$$\bar{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R \cos \Psi + r \cos(\psi + \Psi) \\ R \sin \Psi + r \sin(\psi + \Psi) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где x_1, x_2 — функция положения.

Для определения точности соответствия секторов якоря секторам орбитального магнитопровода, введем понятие ошибки $\Delta\psi$ по обобщенной координате ψ , тогда из уравнения кинематики для приращений [3]

$$\Delta x = \frac{\partial F}{\partial \psi} \Delta \psi,$$

где F — функция от матрицы преобразования.

Возможные ошибки в положении якоря в расчетной конфигурации заполняют многогранник ошибок, при этом максимум ошибки будет достигаться в одной из вершин многогранника, и за точностной критерий можно взять значение этого максимума T_ψ :

$$T_\psi = \max_{|\Delta\psi| \leq d} |\Delta x| = \max_{|\Delta\psi| \leq d} \left| \frac{\partial F}{\partial \psi} \Delta \psi \right|.$$

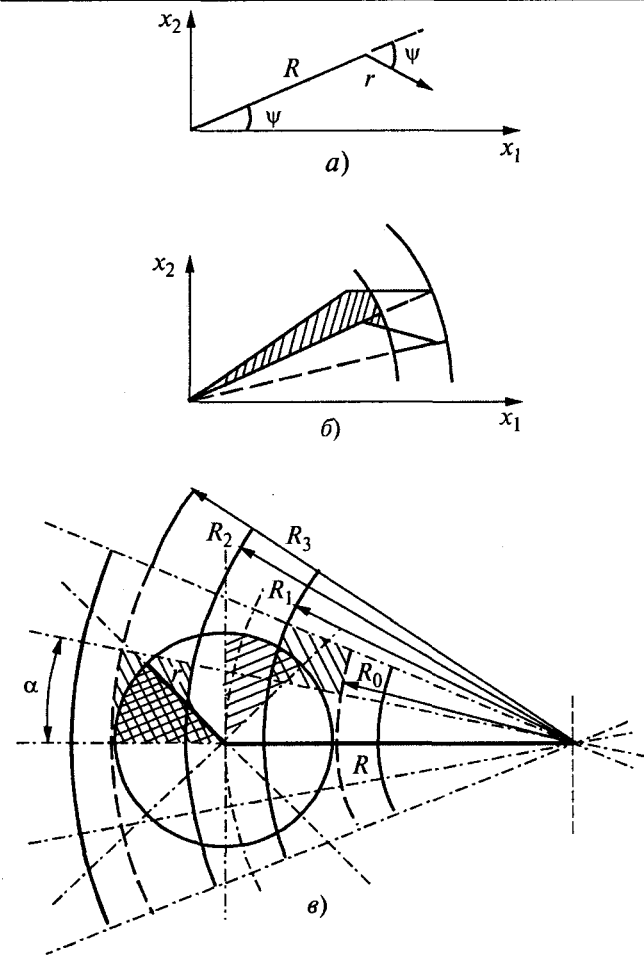


Рис.3. Пример кинематической схемы орбитальной дисковой электромеханической системы (а), использование критерия "затаеваемой площади" для определения размеров секторов магнитной системы (б) и сопоставление площадей полюсных секторов якоря и внешней магнитной системы (в)

Таким образом, следует поставить задачу минимизации $T_\psi = T(\psi)$

$$\left\{ \min T(\psi) \Big|_{x=F(\psi)} \right\} = \min T(\psi, x), \quad (2)$$

а ошибку целесообразно представить в виде квадратичной формы Φ :

$$|\Delta x|^2 = \Delta \psi^* \left(\frac{\partial F}{\partial \psi} \right)^* \left(\frac{\partial F}{\partial \psi} \right) \Delta \psi = \Delta \psi^* \Phi(\psi, x) \Delta \psi.$$

Для содержательной постановки задачи наложим на $\Delta \psi$ некоторые ограничения, в частности, пусть

$$\Delta \psi^* \Phi_0 \Delta \psi = 1, \quad (3)$$

где Φ_0 — неотрицательно-определенная матрица нормированных коэффициентов, отражающих конструктивные особенности системы, в частности, наличие кольцевого канала.

Составим функцию Лагранжа

$$L = \Delta \psi^* \Phi \Delta \psi - \lambda \Delta \psi^* \Phi_0 \Delta \psi, \quad (4)$$

где λ — множитель Лагранжа.

Для поиска экстремума произведем дифференцирование:

$$\frac{\partial L}{\partial \Delta \psi} = (\Phi - \lambda \Phi_0) \Delta \psi = 0.$$

Собственные числа λ можно найти как корни характеристического многочлена

$$|\Phi - \lambda \Phi_0| = 0. \quad (5)$$

Каждому собственному числу λ_j соответствует собственный вектор $\Delta \psi^{(j)}$ причем согласно формуле Рэлея:

$$\lambda_j = \frac{\Delta \psi^{(j)*} \Phi \Delta \psi^{(j)}}{\Delta \psi^{(j)*} \Phi_0 \Delta \psi^{(j)}} = \left| \Delta x^{(j)} \right|^2. \quad (6)$$

Таким образом, собственные числа λ_j характеризуют модуль смещения, отвечающий собственному вектору $\Delta \psi^{(j)}$, который определим как вектор экстремальных ошибок $\Delta \psi^{(e)}$, при этом

$$|\Delta x|^2 = \Delta \psi^{(e)*} \Phi(\psi, x) \Delta \psi^{(e)},$$

а оптимальное значение ψ можно получить как решение векторного дифференциального уравнения

$$\frac{\partial (\Delta \psi^{(e)*} \Phi(\psi, x) \Delta \psi^{(e)})}{\partial \psi} = 0. \quad (7)$$

Рассмотрим ход решения для вышеуказанного трехзвенника орбитальной электромеханической системы.

Так, матрицу коэффициентов квадратичной формы представим в виде:

$$\Phi = \left(\frac{\partial x_1}{\partial \psi} \frac{\partial x_2}{\partial \psi} + \frac{\partial x_2}{\partial \psi} \frac{\partial x_1}{\partial \psi} \right) = \begin{bmatrix} x_1^2 + x_2^2 & & \\ x_1^2 + x_2^2 - R(x_1 \cos \Psi + x_2 \sin \Psi) & R \cos \Psi + r & \\ R \cos \Psi + r & r & 0 \end{bmatrix}.$$

В результате характеристическое уравнение будет иметь вид:

$$\lambda^3 \Phi_{01} \Phi_{02} - \lambda^2 (\Phi_{01} \Phi_{02} \Phi_{22} + \Phi_{01} \Phi_{02} \Phi_{11}) - \lambda (\Phi_{12}^2 \Phi_{02} + \Phi_{21}^2 \Phi_{01} - \Phi_{11} \Phi_{22} \Phi_{01} - \Phi_{11} \Phi_{22} \Phi_{02}) = 0,$$

и его корни равны:

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2\Phi_{02}} \Phi_{22} + \frac{1}{2\Phi_{01}} \Phi_{11} \pm \sqrt{\frac{\Phi_{22}^2}{\Phi_{02}} + \frac{\Phi_{11}^2}{\Phi_{01}} + 2 \left[\frac{2\Phi_{12}^2 - \Phi_{22}\Phi_{11}}{\Phi_{01}\Phi_{02}} + \frac{2\Phi_{21}^2 - \Phi_{22}\Phi_{11}}{\Phi_{01}\Phi_{02}} \right]}.$$

Собственный вектор, соответствующий собственному числу λ_2 , дает максимальную ошибку:

$$\Delta\psi^{(2)} = \begin{bmatrix} (\varphi_{22} - \lambda_2\varphi_{02})\lambda_2 \\ \lambda_2\varphi_{21} \\ \varphi_{21} - (\varphi_{22} - \lambda_2)\varphi_{02} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Из уравнения кинематики:

$$\begin{aligned} \psi &= d - \Psi; \\ d_{1,2} &= 2 \operatorname{arctg} \frac{2br \pm \sqrt{4r^2b^2 - c^2 + 4r^2a^2}}{c + 2ra}; \\ a &= x_1 - R \cos \Psi; \\ b &= x_2 - R \sin \Psi; \\ c &= a^2 + b^2 - r^2. \end{aligned}$$

Таким образом, величина $|\Delta x|^2$ зависит лишь от угла ψ и может быть записана в виде:

$$|\Delta x|^2 = G(\Psi; x; x_2; R; r). \quad (10)$$

Конфигурация, которая минимизирует максимальную ошибку, должна удовлетворять уравнению:

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\Psi} (|\Delta x|_{\max}^2) &= (-x_1 \sin \Psi + x_2 \cos \Psi) \times \\ &\times G'(R, \varphi_{01}, \varphi_{02}, \varphi_{11}, \varphi_{22}, \varphi_{12}) = 0, \end{aligned}$$

где $G(R, \varphi_{01}, \varphi_{02}, \varphi_{11}, \varphi_{22}, \varphi_{12})$ — некоторая функция.

Одним из решений данного уравнения является

$$\Psi = \operatorname{arctg} \frac{x_2}{x_1}; \quad x_1 \neq 0, \quad (11)$$

т.е. максимальная ошибка будет наименьшей в том случае, если звено R будет направлено на звено r .

Далее для рассматриваемого двухзвенника исследуем случай, когда ограничительное воздействие на вектор ошибок обобщенных координат задано не в виде равенства, а в виде неравенства:

$$|\Delta\psi| \leq \psi. \quad (12)$$

В [2] получено выражение для максимальной ошибки:

$$\begin{aligned} \Delta x_1 &= R[\cos(\Psi + d_1) - \cos \Psi] + \\ &+ r[\cos(\Psi + \psi + d_1 + d_2) - \cos(\Psi + \psi)] - \cos(\Psi + \psi); \\ \Delta x_2 &= R[\sin(\Psi + d_1) - \sin \Psi] + \\ &+ r[\sin(\Psi + \psi + d_1 + d_2) - \sin(\Psi + \psi)] - \sin(\Psi + \psi). \end{aligned}$$

Отсюда, пренебрегая величинами d_i^3 , $i = 1, 2$, получаем:

$$|\Delta x|_{\max}^2 = R_1^2 d_1^2 + r(d_1 + d_2)^2 + 2Rrd_1(d_1 + d_2) \cos \psi. \quad (13)$$

Рассмотрим теперь статистический подход к выбору точностного критерия качества. Пусть век-

тор ошибок $\Delta\psi$ распределен нормально с нулевым средним и заданной матрицей корреляции

$$R_{\Delta\psi} = \{r_{\Delta\psi}^{1,2}\}^n; \quad (14)$$

т.е.

$$M\{\Delta\psi\} = 0; \quad M\{\Delta\psi^* \Delta\psi\} = r_{\Delta\psi}^{1,2},$$

где M — математическое ожидание.

Так как

$$\Delta x = \frac{\partial F}{\partial \psi} \Delta\psi,$$

то Δx также распределен по нормальному закону с нулевым средним и матрицей корреляции

$$R_{\Delta x} = \left(\frac{\partial F}{\partial \psi} \right)^* R_{\Delta\psi} \left(\frac{\partial F}{\partial \psi} \right), \quad (15)$$

при этом плотность распределения Δx определяется как:

$$\rho(\Delta x) = (2\pi)^{-\frac{3}{2}} |R_{\Delta x}|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \Delta x^* R_{\Delta x}^{-1} \Delta x\right),$$

т.е. $\rho(\Delta x)$ принимает постоянные значения на эллипсоидах

$$\Delta x^* R_{\Delta x}^{-1} \Delta x = \mu^2,$$

и рабочее пространство находится внутри этого эллипсоида с вероятностью $P = 1 - P(k, \mu)$, где

$$P(k, \mu) = \frac{1}{2^{\frac{k}{2}} \Gamma\left(\frac{k}{2}\right)^\mu} \int_{\mu}^{\infty} z^{k-1} e^{-\frac{z}{\mu}} dz, \quad (16)$$

k — размерность вектора Δx ; Γ — гамма-функция.

За критерий качества можно взять математическое ожидание квадратичной ошибки:

$$\tilde{T}_\psi = \sigma_{\Delta x}^2 = M\{|\Delta x|^2\} = M\left\{\Delta\psi^* \left(\frac{\partial F}{\partial \psi}\right)^* \left(\frac{\partial F}{\partial \psi}\right) \Delta\psi\right\}. \quad (17)$$

Таким образом, в нашем случае имеем при заданном положении $x = (x_1; x_2)$:

$$M\{|\Delta x|^2\} = |x|^2 \sigma_1 + (|x|^2 - 2|x|R \cos \psi + R^2) \sigma_2^2.$$

Видно, что решение задачи сводится к максимизации $\cos \psi$, но

$$\cos \psi = \begin{cases} 1, & \text{если } \{|x| \geq R + r\}; \\ \frac{|x|^2 + R^2 - r^2}{2|x|R}, & \text{если } \{(R - r) \leq |x| \leq R + r\}, \end{cases}$$

естественно, нас целиком интересует только второй случай, для которого

$$M\{|\Delta x|^2\} = R^2[(1 - \gamma)^2 \sigma_1^2 + \gamma \sigma_2^2], \quad (18)$$

где $\gamma = r/R$.

Для составления площадей полюсных секторов якоря и внешней магнитной системы це-

лесообразно ввести понятие заметаемой площади $S_{эм}$ — площади поверхности, образованной движением звеньев при перемещении из одного положения в другое (см. рис.3,б).

В дальнейшем, минимизируя разность

$$\Delta = S_R - S_r, \quad (19)$$

где S_R, S_r — соответственно площади секторов магнитной системы и якорей, которую можно принять за обобщенный критерий, найдем оптимальные размеры полюсов орбитальной магнитной системы.

Известно [3], что в общем случае:

$$S_{эм} = \int_m \int_{t_2}^{t_1} \sqrt{(\dot{x}(t), \dot{x}(t))} dt dx = \int_{t_2}^{t_1} \sum_{k=1}^n l_k^2 \sqrt{\sum_{i,j=1}^k b_k^{i,j} q_i q_j} dt, \quad (20)$$

где m — заданная разность конфигураций; l_k — длина k -го звена; q_i, q_j — обобщенные координаты;

$$b_k^{i,j} = \left(\frac{\partial B_k^*}{\partial q_i} \frac{\partial B_k}{\partial q_j} l_k^0, l_k^0 \right) = (B_k^{i*} B_k^j l_k^0, l_k^0), \quad i, j, k = 1, \dots, n;$$

$B_k = B_k(q)$ — матрица перехода от системы координат k -го звена к инерциальной системе координат.

Боле просто можно вычислять $S_{эм}$, воспользовавшись выражением для площади фигуры, заданной параметрически [1]: $x_1(t), x_2(t), t \in [0, 2\pi]$:

$$S = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (x_1 x_2 - x_2 x_1) dt. \quad (21)$$

Уравнения кинематики приведены выше (1). Отсюда

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \{ [R \cos \Psi + r \cos(\Psi + \psi)] [R \cos \Psi + \\ &+ r \cos(\Psi + \psi)] + [R \sin \Psi + r \sin(\Psi + \psi)] \times \\ &\times [R \sin \Psi + r \sin(\Psi + \psi)] \} dt = \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} [R^2 \Psi + r^2(\Psi + \psi) + \frac{Rr}{2} (2\Psi + \psi) \cos \psi] dt = \\ &= R^2(\Psi^1 - \Psi^0) + r(\Psi^1 + \psi^1 - \Psi^0 - \psi^0) + \\ &+ \frac{Rr}{2} \int_0^{2\pi} (2R + r) \cos \psi dt \end{aligned} \quad (22)$$

при условиях

$$\Psi(0) = \Psi^0; \quad \psi(0) = \psi^0; \quad \Psi(2\pi) = \Psi^1; \quad \psi(2\pi) = \psi^1. \quad (23)$$

Для восьмиполюсной системы с учетом обозначений (рис.3,в), при $\Psi = 0$ существуют четыре равных интервала изменения Ψ , в сумме составляющих π , при этом интервал $0 < \Psi < \pi/4$ относится к внешнему статору, интервал $3\pi/4 < \Psi < \pi$ — к внутреннему, интервал $\pi/4 < \Psi < \pi/2$ — к внешнему статору и кольцевому каналу, а интервал $\pi/2 < \Psi < 3\pi/4$ — к внутреннему статору и

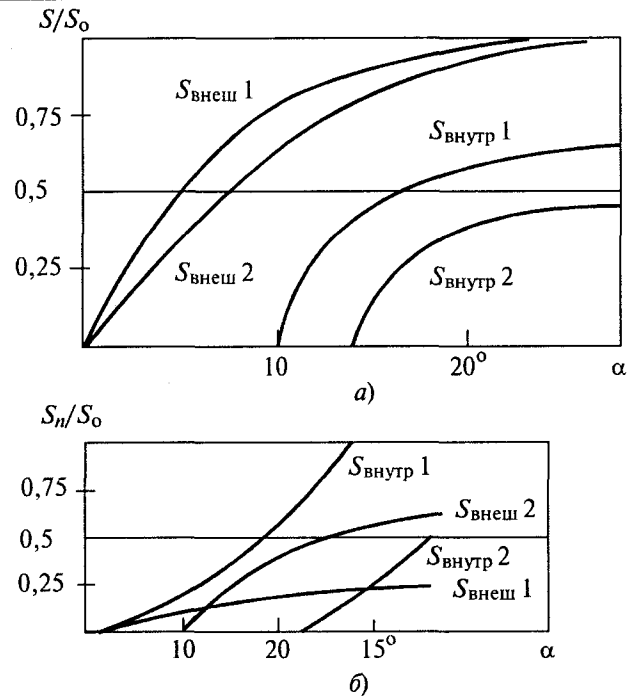


Рис.4. К определению полезной площади секторного полюсного наконечника ОЭМ (а) и неиспользуемой площади наконечника ОЭС (б)

кольцевому каналу.

С учетом (20)—(22) произведено построение зависимостей относительной площади полюса при различной радиальной и орбитальной дискретизации (рис.4,а). Также возможно определение (и дальнейшая минимизация) неиспользуемой площади наконечника (рис.4,б) и определение минимального числа секторных делений при орбитальной дискретизации (рис.5).

Все данные зависимости могут быть пересчитаны для различных параметров кольцевого канала.

Таким образом, предлагаемая методика расчета кратко сводится к следующему.

1. Задают размеры активной зоны диска, кольцевого канала (радиуса орбиты), число полюсов.
2. Задают тип дискретизации, при этом для орбитальной дискретизации определяется число секторных делений, а для радиальной — радиусы концентрических полюсов.
3. С использованием (20)—(22) производится определение отношения базовой и реальной

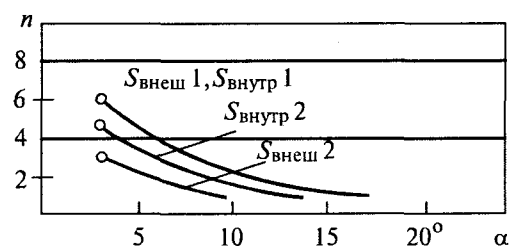


Рис.5. К определению количества секторных делений

площадей полюсных наконечников (рис.4,5).

4. Если данное отношение удовлетворяет требованиям максимальной производительности (активной площади) и одновременно минимально возможной стоимости (максимальному секторному делению), то расчет заканчивается и переходят к решению вопросов коммутации, если же нет, то повторяют п.2, но с иными значениями центрального угла секторов или с иным (радиальным) типом дискретизации. При этом для радиального типа дискретизации изменяют радиусы концентрических полюсов, повторяют п.3.

5. При дальнейшем неудовлетворении требований п.4 возможна дальнейшая радиальная дискретизация, т.е. введение большего числа концентрических полюсов, при этом конфигурация активной зоны все ближе будет приближаться к базовой, но будет увеличиваться стоимость из-за увеличения числа секторов, и, соответственно элементов коммутационной системы.

6. Для целей максимального приближения к базовой площади возможно размещение дополнительных, поворотных вместе с подвижным основанием, магнитопроводов в кольцевой зоне. Однако это может привести к увеличению момента инерции и требует тщательных дополнительных расчетов, которые в данном изложении не рассматриваются.

Пример расчета

Данная методика расчета проверялась в расчетной практике проектирования модернизированного манипулятора промышленного робота ТУР-10 с использованием орбитальных электромеханических систем. Четыре штатных двигателя ПЯ-250 с дисковым якорем, расположенные на подвижном основании, перекомпонованы так, что их диски лежат в одной горизонтальной орбитальной плоскости, валы расположены вертикально. Такая компоновка иде-

альна для применения орбитальной внешней магнитной системы (рис.1), но требует введения угловых передач. Угловые передачи вводятся на стороне быстроходного вала (якоря) и не утяжеляют существенно поворотную часть.

В результате уменьшение момента инерции колонны из-за переноса магнитной системы по сравнению с серийным роботом ТУР-10 достигает $2,17 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ (с $9,7$ до $7,53 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$), что существенно повышает быстродействие привода поворота, особенно при минимальных значениях переносимого груза (возвратные ходы). При этом масса подвижной части снизилась с $41,6$ до $23,8 \text{ кг}$. В результате расчета секторное деление было выбрано на уровне 12° . В дальнейшем для улучшения степени использования активной зоны планируется введение и радиальной дискретизации.

Список литературы

1. Литвиненко А.М. Электроприводы промышленных роботов с внешними магнитными системами. Воронеж: изд. ВГУ, 1989.
2. Черноуцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С. Следящие системы автоматических манипуляторов/Под ред. Г.С.Черноуцкого. М.: Наука, 1989.
3. Черноушко Ф.Л., Болотник Н.Н., Градецкий В.Г. Манипуляционные роботы: динамика, управление, оптимизация. М.: Наука, 1989.



Литвиненко Александр Михайлович — доцент кафедры автоматизации и информатики в технических системах Воронежского государственного технического университета. Закончил электротехнический факультет ВГТУ (бывший ВПИ) в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование систем электропривода с термокомпенсирующими устройствами" в специализированном Совете при Горьковском политехническом институте в 1982 г.

Об определении активной и реактивной мощности для асимметричных электрических машин

МАМЕДОВ Ф.А., КУРИЛИН С.П.

Предложены определения мгновенных активной и реактивной мощностей на основе теорем Остроградского-Гаусса и Умова-Пойнтинга. Эти определения позволяют подойти к формулированию энергетических показателей асимметричных электрических машин в установившихся и переходных режимах их работы.

Электромеханикам хорошо известно понятие коэффициента мощности машины переменного тока в форме $\cos \phi$. Причем эта энергетическая характеристика относится как ко всей машине, так и к любой её фазе. Такая трактовка

совершенно естественна для симметричных многофазных машин. В основе определения коэффициента мощности лежат понятия активной и реактивной мощностей. Последние, в свою очередь, обычно определяются через

мгновенную мощность. Так, если какая-либо фаза симметричной машины питается синусоидальными напряжением u и током i частоты ω , то ее мгновенная мощность

$$p = p(t) = ui,$$

причем *активная* мощность — это среднее значение $p(t)$ на периоде T , т.е.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt,$$

где $T = 2\pi/\omega$, с.

В функции $p(t)$ можно выделить и знакопеременную составляющую со средним значением на том же периоде, равным нулю. Амплитуду этой составляющей принято называть *реактивной* мощностью Q . Подобные определения можно встретить в большинстве курсов теоретической электротехники (например [1]).

Приведенные классические определения мощностей оказываются слишком узкими, а то и вовсе непригодными для создания энергетических показателей асимметричных электро-механических преобразователей (ЭМП) и машин, находящихся в переходных режимах. Можно назвать несколько причин этого:

- у асимметричных ЭМП коэффициенты мощности фаз различны; у них появляются потоки мощности, имеющие признаки и активной, и реактивной мощностей, что не позволяет их однозначно классифицировать; вместе с тем, желательна была бы какая-то единая характеристика ЭМП, аналогичная по смыслу понятию "коэффициент мощности";

- мощность, потребляемая одной из фаз асимметричной машины и трактуемая, как активная, вполне может генерироваться другой фазой и в целом для ЭМП ее можно отнести к реактивной;

- приведенные определения активной и реактивной мощности не могут быть использованы в динамических режимах из-за неопределенности величины T ; энергетические показатели ЭМП в таких режимах должны базироваться на понятиях *мгновенной активной и реактивной мощностей*.

Подводя итог сказанному, отметим, что электромеханика нуждается в расширении и обобщении понятий активной и реактивной мощности и построении на их базе более универсальных энергетических показателей ЭМП, пригодных для симметричных и асимметричных машин в установившихся и переходных режимах. Что касается энергетических показателей, то их разработка — предмет отдельного исследования. Задачей настоящей статьи является обобщение понятий мощностей. Поставленная задача может быть решена при помощи понятий и теорем теории электромагнитного поля.

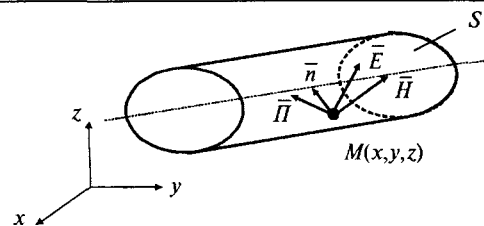


Рис.1. Внешняя поверхность ЭМП

Рассмотрим в общем виде энергетические потоки между внешними источниками и ЭМП. Не нарушая общности рассуждений, будем считать, что ЭМП имеет внешнюю поверхность в форме цилиндра с боковой поверхностью S и внутренним объемом V (рис.1).

Энергия внешних источников поступает в ЭМП в виде потока вектора Пойнтинга через S (на рис.1. показана одна из точек этой поверхности M с вектором напряженности электрического поля \vec{E} , магнитного \vec{H} и нормалью \vec{n} , направленной внутрь объема). Поступающая энергия частично находит стоки внутри объема V , ограниченного поверхностью S , а частично возвращается через S к внешним источникам. Это означает, что в данный момент времени существуют два энергетических процесса:

- процесс энергопотребления объемом V энергии внешних источников (или, в зависимости от знака, процесс генерации объемом V энергии внешним потребителем);

- процесс энергообмена между внешними источниками через поверхность S и объем V (это положение иллюстрирует рис.2, где стрелками показаны элементарные потоки вектора Пойнтинга через боковую поверхность).

Целесообразно ввести три значения мощности, характеризующие энергетическое взаимодействие ЭМП с внешними источниками (потребителями). (Договоримся для краткости далее вести речь только об энергопотреблении и стоках энергии, так как генерацию энергии источниками можно рассматривать, как ее потребление со знаком "минус"). Мощность p характеризует мгновенное энергопотребление объема V от внешних источников

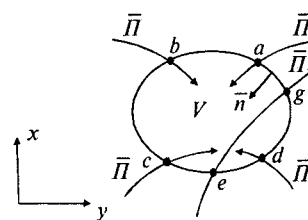


Рис.2. Мгновенное энергопотребление объема V (точки a, b, c, d) и энергообмен через него (точки e, g)

$$p = \oint_S \bar{\Pi} d\bar{S}. \quad (1)$$

Мощность p характеризует мгновенную мощность всех источников, питающих ЭМП, (или мгновенная полная мощность поверхности S)

$$p_S = \oint_S |\bar{\Pi} d\bar{S}|. \quad (2)$$

Мощность q характеризует мгновенный энергообмен источников через объем V

$$q = \frac{1}{2}(p_S - p). \quad (3)$$

Теорема Остроградского-Гаусса применительно к вектору Пойнтинга раскрывает физический смысл определений (1)–(3) и формулируется следующим образом [2].

Поток вектора Пойнтинга через замкнутую поверхность S равен интегралу от дивергенции вектора $\bar{\Pi}$ по объему V , ограниченному этой поверхностью:

$$p = \oint_S \bar{\Pi} d\bar{S} = \int_V \text{div } \bar{\Pi} dV. \quad (4)$$

Если учесть, что $\text{div } \bar{\Pi}$ представляет собой объемную плотность мощности стоков энергии внутри V , становится очевидным физический смысл теоремы. Мгновенная мощность энергии, потребляемой объемом V через внешнюю поверхность S , равна мгновенной мощности внутренних для S стоков энергии, распределенных там с плотностью $\text{div } \bar{\Pi}$. Таким образом, мощность p по формулам (1), (4) следует определить, как *мгновенную активную мощность*. Мощность p_S (2) представляет собой *мгновенную полную мощность*. Мощность q по (3) следует определить, как *мгновенную реактивную мощность*.

Поток соответствующих q векторов $\bar{\Pi}$ (через поверхность S) в любой момент времени равен нулю. Отметим, что в соответствии с определениями (1)–(3) мгновенные мощности вычисляются для всего ЭМП, а не для его фаз. Они не зависят (по крайней мере явно) от степени асимметрии преобразователя, характера его движения (вращательное, линейное), а также от того, находится ли ЭМП в установившемся или переходном режиме. Таким образом, определения (1)–(3) полностью удовлетворяют поставленной задаче.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

1. Если вектор Пойнтинга синусоидально изменяется во времени, то интегрирование комплекса $\bar{\Pi}$ по поверхности S дает полную комплексную мощность ЭМП, составляющими которой являются его активная и реактивная мощности.

Согласно [2], при принятом положительном направлении нормали,

$$\dot{S} = \oint_S \bar{\Pi} d\bar{S} = P + jQ, \quad (5)$$

что сразу позволяет вычислить коэффициент мощности преобразователя.

2. Если вектор Пойнтинга синусоидально изменяется вдоль поверхности S , обмотка многофазна и не содержит нулевых составляющих, то для определения мгновенных мощностей можно вместо (1)–(4) пользоваться понятием мгновенной комплексной мощности [3–4]

$$\dot{p}_S(t) = \frac{m}{2} \bar{u} \dot{i} = p(t) + j q(t), \quad (6)$$

где m — число фаз машины; \bar{u}, \dot{i} — изображающие векторы напряжения и сопряженного тока.

При волновом характере распределения вектора Пойнтинга, активная и реактивная мощности также представляют собою пространственные волны. Пусть асимметричная m -фазная обмотка питается от источника симметричного напряжения U (рис.3). Здесь $k = 1, 2, \dots, m$ — номер фазы; $x_k = (k-1)\gamma$ — координата оси фазы; $\gamma = 2\pi/m$ — угол между осями фаз; $u_k = U\sqrt{2} \cos(\omega t - x_k)$ — напряжение на k -й фазе; $i_k = I_{\text{пр}}\sqrt{2} \cos(\omega t - x_k - \varphi_{\text{пр}}) + I_{\text{об}}\sqrt{2} \cos(\omega t + x_k - \varphi_{\text{об}})$ — ее ток; $I_{\text{пр}}\sqrt{2}, I_{\text{об}}\sqrt{2}$ — амплитуды токов прямой и обратной последовательностей; $\varphi_{\text{пр}}, \varphi_{\text{об}}$ — фазы тех же токов.

Мгновенная мощность k -й фазы после несложных преобразований приводится к виду

$$u_k i_k = U I_{\text{пр}} \cos \varphi_{\text{пр}} [1 + \cos 2(\omega t - x_k)] + U I_{\text{пр}} \sin \varphi_{\text{пр}} \sin 2(\omega t - x_k) + 2U I_{\text{об}} \cos(\omega t + x_k - \varphi_k) \cos(\omega t - x_k). \quad (7)$$

Так как координату x_k можно рассматривать как текущую, данный пример позволяет сделать вывод, что мощность "потребляется" фазами асимметричной обмотки в виде пространственных волн:

— пространственно знакопостоянной (активной) мощности со средним значением $U I_{\text{пр}} \cos \varphi_{\text{пр}}$;

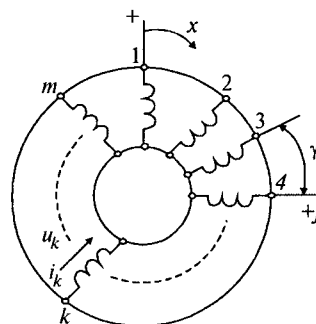


Рис.3. Асимметричная m -фазная обмотка

— пространственно знакопеременной (реактивной) мощности со средним значением, равным нулю, и с амплитудой $UI_{\text{пр}} \sin \varphi_{\text{пр}}$; обе эти волны вращаются в положительном направлении с удвоенной частотой;

— неподвижной в пространстве и пульсирующей во времени с удвоенной частотой пространственно знакопеременной волны, обеспечивающей колебания активной и реактивной мощностей, а также коэффициента мощности.

Проиллюстрируем эти положения с помощью соотношения (6). Если $\bar{u} = U\sqrt{2} e^{j\omega t}$;

$\bar{i} = I_{\text{пр}}\sqrt{2} e^{j(\omega t - \varphi_{\text{пр}})} + I_{\text{об}}\sqrt{2} e^{-j(\omega t - \varphi_{\text{об}})}$ — изображающие векторы напряжения и тока, то согласно (6)

$$\dot{p}_S = mUI_{\text{пр}} e^{j\varphi_{\text{пр}}} + mUI_{\text{об}} e^{j(2\omega t - \varphi_{\text{об}})}. \quad (8)$$

Формуле (8) соответствует рис.4, на котором показаны изображающие векторы мощности, диапазоны колебаний самих мощностей и угла, характеризующего коэффициент мощности. При относительно большой степени асимметрии обмотки отклонение последнего от среднего значения может оказаться значительным. Отметим также, что определения мощностей в форме (6) особенно эффективны для характеристики ЭМП в динамических режимах [5].

Введенные через (1)–(3) понятия *мгновенных мощностей* ориентируют на создание энергетических показателей ЭМП аналогичных по смыслу понятию "коэффициент мощности". Тот факт, что мощности не привязаны к временному характеру изменения \bar{P} , а зависят лишь от пространственного распределения \bar{P} по S и внутри V , да и то интегрально, делает эти характеристики пригодными для любых пространственно-временных законов изменения электромагнитного поля в ЭМП. Отметим, что при обычном для установившихся симметричных режимов электрических машин перемен-

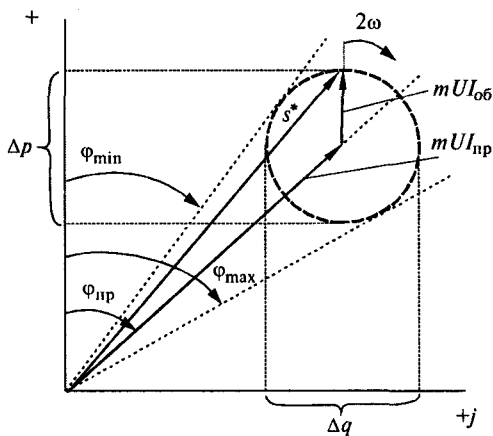


Рис.4. Векторная диаграмма

ного тока характере организации главного поля в виде движущейся с постоянной скоростью v синусоидальной волны между пространственным (2τ) и временным (T) периодами волны

существует жесткая связь — $\frac{2\tau}{T} = v$. Только в

этой, частной для ЭМП, ситуации определения мощностей по (1)–(3) могут быть приведены к более привычным определениям их же через временный период.

Что представляют собой внутренние стоки энергии, определенные правой частью равенства (4)? Ответ на этот вопрос дает теорема Умова-Пойнтинга. В соответствии с этой теоремой мощность, поступающая в V , как поток вектора Пойнтинга равна сумме мощностей

тепловых (Джоулевых) потерь $\int_V \sigma E^2 dV$, изме-

нения запаса электромагнитной энергии $\frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial t}$

и других стоков энергии ($p_{\text{ст}}$) внутри объема. При принятом направлении нормали внутрь объема для данного момента времени справедливо равенство

$$p = \oint_S \bar{P} d\bar{S} = \int_V \sigma E^2 dV + \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial t} + p_{\text{ст}}, \quad (9)$$

где σ — удельная электрическая проводимость среды, заполняющей объем V .

При наличии внутри объема V перемещающихся объемов (достаточно чтобы перемещение dr было виртуальным, т.е. не противоречило внутренним связям системы) в мощность $p_{\text{ст}}$ следует включить мощности работы меха-

нических сил $\frac{\partial}{\partial t} (f dr)$ и все неэлектрические виды потерь, в частности магнитные и механические:

$$\oint_S \bar{P} d\bar{S} - \Sigma p = \frac{\partial}{\partial t} (W_{\text{эм}} + f dr), \quad (10)$$

где символом Σp обозначена сумма всех видов потерь (в том числе Джоулевых) в объеме V .

Равенству (10) соответствует разделение системы "источники-объем" на:

- *источники*; их мощность представлена интегралом в левой части (10);
- *диссипативную часть*; ее мощность представлена суммарными потерями;
- *консервативную часть*; ее мощность находится в правой части равенства (10).

Если определить правую часть (10), как мощность источников, питающих консервативную часть системы,

$$\frac{\partial W_{\text{и}}}{\partial t} = \oint_S \bar{P} d\bar{S} - \Sigma p = \frac{\partial}{\partial t} (W_{\text{эм}} + f dr),$$

то равенство (11) будет вполне аналогично (1.28) в [6]. Этот факт свидетельствует о том, что теорема Умова-Пойнтинга отражает закон сохранения энергии и принцип возможных перемещений и может стать основой для определения как электромагнитных сил, так и энергетических показателей ЭМП типа КПД в динамических режимах¹.

Список литературы

1. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1. М.-Л.: Энергия, 1966.
2. Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля: М.: Высшая школа, 1989.
3. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.
4. Мамедов Ф.А., Иванов М.Н. Коэффициент мощности асинхронного двигателя, работающего в сети с несинусоидальным, несимметричным напряжением питания случайного характера//Электротехника. 1978. № 1. С.17—19.

¹ Авторы выражают глубокую благодарность аспиранту Д.В.Хуторову за техническую помощь, оказанную им при подготовке статьи.

5. Мамедов Ф.А., Иванов М.Н. Определение коэффициента мощности асинхронного двигателя в динамических режимах//Электричество. 1979. С.67—71.

6. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.

Мамедов Фуад Али Оглы — заведующий кафедрой электротехники, электрификации и информатизации РГЗУ, доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ. Окончил Азербайджанский индустриальный институт в 1959 г. В 1981 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Электромеханические преобразования энергии в асинхронном двигателе в динамических режимах работы". Научные работы в области динамики асинхронных машин.

Курилин Сергей Павлович — кандидат технических наук, доцент кафедры электромеханики Смоленского филиала МЭИ. Закончил электромеханический факультет Смоленского филиала МЭИ в 1974 г. В 1983 г. защитил диссертацию по теме "Динамические режимы линейного асинхронного двигателя". Научные работы в области математического моделирования электрических машин.

Перспективные низкоскоростные линейные асинхронные двигатели

СМИРНОВ Ю.В., канд.техн.наук

Московский ГИУ

Предложены перспективные линейные асинхронные двигатели, использующие взаимодействие пульсирующих магнитных потоков статора с токами в обмотке якоря и отличающиеся от традиционных линейных асинхронных двигателей с бегущим магнитным полем более высокими технико-экономическими и энергетическими показателями, а также расширенными функциональными возможностями. Приведена формула для расчета тягового усилия двигателя. Даны области применения предлагаемых специализированных линейных асинхронных электроприводов.

Поступательное или возвратно-поступательное движение производственных механизмов в большинстве случаев осуществляется электродвигателем вращательного движения в сочетании со специальной механической передачей, преобразующей вращательное движение в поступательное. Применение в указанных случаях линейных асинхронных двигателей (ЛАД) позволяет упростить или полностью исключить механическую передачу, повысить надежность и технический ресурс машин. Традиционные конструкции ЛАД построены на взаимодействии бегущего магнитного поля с токами в обмотке якоря. Развитие теории и конструктивных исполнений таких ЛАД наиболее полно отражено в [1—4]. Продолжающийся интерес к ЛАД подтверждается непрерывными публика-

циями, в том числе последними [6—9]. Теория, методика проектирования и конструктивные исполнения традиционных ЛАД вполне сформировались, что позволяет обеспечить в них практически предельные значения электромагнитных нагрузок. Низкоскоростные ЛАД нашли применение в различных видах электрического транспорта. В то же время низкоскоростные ЛАД, предназначенные для перемещения рабочих органов машин, используются крайне недостаточно, что вызвано низкими энергетическими показателями и ограниченными функциональными возможностями этих двигателей. В данной работе предлагаются перспективные низкоскоростные ЛАД, существенно отличающиеся от традиционных.

Общим недостатком традиционных ЛАД с

бегущим магнитным полем является наличие концевых эффектов, обусловленных разомкнутой магнитной цепью двигателей, что приводит к значительному искажению картины магнитного поля. Входной и выходной концевые эффекты в ЛАД проявляют себя в виде продольных магнитных волн, характеристики которых зависят от синхронной скорости и скольжения. Концевые эффекты в ЛАД вызывают изменение индуктивных параметров фазных обмоток, несимметрию фазных токов и снижение тягового усилия. Большие магнитные сопротивления на пути бегущего магнитного потока в традиционных ЛАД требуют значительной намагничивающей силы фазных обмоток, приводя, в конечном счете, к снижению КПД и коэффициента мощности двигателей. Повышение технико-экономических показателей низкоскоростных ЛАД можно обеспечить только, отказавшись от традиционного принципа использования в двигателях бегущего магнитного поля.

Автором развивается концепция построения ЛАД, основой которой является организация тягового усилия за счет взаимодействия пульсирующих магнитных потоков, создаваемых одними фазами индуктора, с токами, проходящими по токопроводящим элементам якоря под действием ЭДС, наводимых пульсирующими магнитными потоками других фаз. Так, в [10] предложен m -фазный ЛАД с m продольными магнитопроводами индуктора, на каждом из которых расположены катушки сосредоточенной обмотки одной фазы, причем сами магнитопроводы сдвинуты в осевом направлении друг относительно друга на $2\tau_{\text{п}}/m$, где $\tau_{\text{п}}$ — полюсное деление. Синхронная скорость якоря такого двигателя в m раз меньше синхронной скорости традиционного двигателя. В ЛАД по [10] на торцах якоря закреплены фланцы, между магнитопроводами размещены подшипники, а параллельно якорю установлены направляющие, проходящие через подшипники и закрепленные на фланцах, что обеспечивает жесткость конструкции и минимальный воздушный зазор между магнитопроводами и якорем. Кроме того, автором в [11] предложен трехфазный ЛАД, обеспечивающий точное позиционирование якоря за счет позиционирующих электромагнитов, установленных с обоих торцов индуктора и взаимодействующих с поверхностным наборным слоем якоря, состоящим из чередующихся ферромагнитных и токопроводящих элементов.

В данной статье предлагается ЛАД новой конструкции, отличающийся высокой эффективностью и обладающий большими функциональными возможностями [12]. Конструктивная схема этого ЛАД в трехфазном исполнении показана на рис.1. На статоре двигателя размещены две автономные магнитные системы:

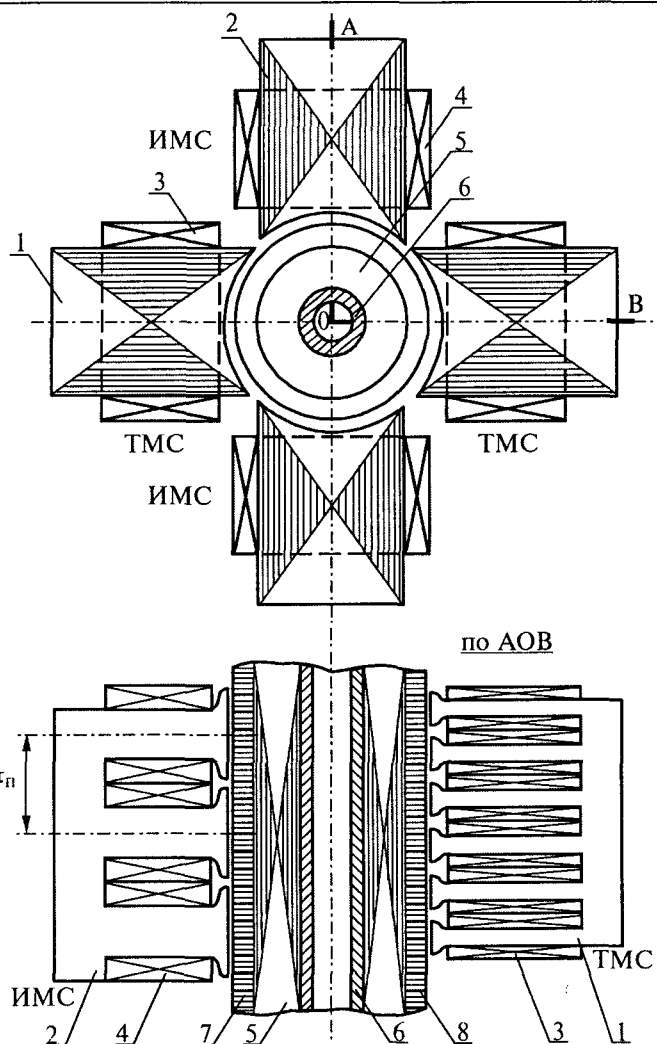


Рис.1.

трансформаторная (ТМС) и индукторная (ИМС), каждая из которых имеет трехфазную сосредоточенную обмотку. ТМС и ИМС включают в себя по два магнитопровода, причем число зубцов магнитопровода ТМС в два раза больше числа полюсов магнитопровода ИМС. ТМС служит для наведения ЭДС в проводниковых элементах якоря, а ИМС создает пульсирующие магнитные потоки, взаимодействующие с токами в проводниковых элементах якоря. Взаимное расположение зубцов ТО и полюсов ИМС таково, что каждой фазе ТМС соответствует следующая в прямой или обратной последовательности фаза ИМС. На рис.1 пакеты магнитопроводов ТМС и ИМС обозначены 1 и 2, а катушки обмоток ТМС и ИМС соответственно 3 и 4. Опорой якоря является стальная труба 5, на которую намотан из стальной ленты пакет якоря 6. На пакет якоря надеваются, чередуясь, наборы стальных колец 7 и медные кольца 8. Ориентация якоря относительно статора осуществляется также, как у ЛАД по [10]. Структура предлагаемого ЛАД позво-

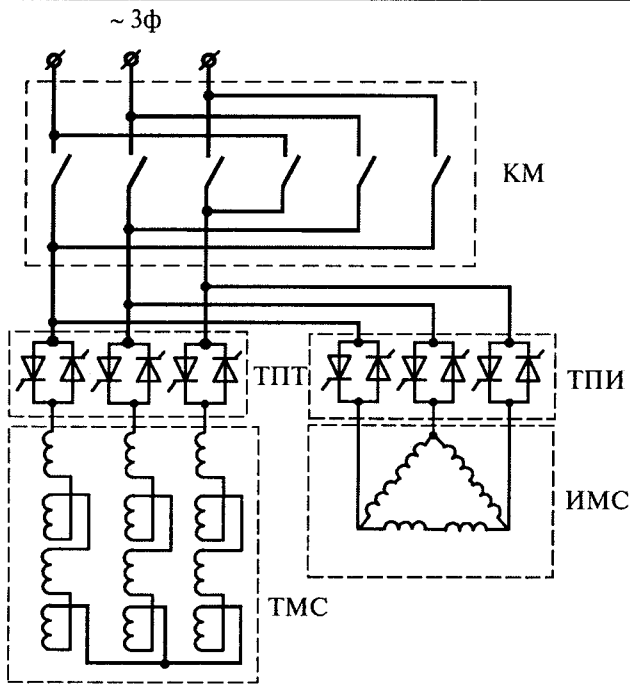


Рис.2.

ляет оптимизировать каждую магнитную систему исходя из ее функционального назначения. Так, намагничивающая сила обмоток ТМС рассчитывается исходя из выполнения обмотки якоря из меди. В свою очередь значения магнитных потоков, создаваемых обмотками ИМС ограничены только насыщением магнитной цепи.

На рис.2 показана схема включения обмоток предлагаемого ЛАД. Реверсивный магнитный пускатель КМ обеспечивает при бестоковой коммутации цепей выбор направления движения якоря. Включение магнитных систем ТМС и ИМС производится независимо друг от друга с помощью тиристорных преобразователей ТПТ и ТПИ, что дает возможность организации разнообразных алгоритмов управления ЛАД. Обмотки ТМС и ИМС могут иметь одинаковые или различные схемы соединения. На рис.2 представлена схема "звезда" для обмоток ТМС и схема "треугольник" для обмоток ИМС. У ЛАД по [12] два регулируемых энергетических потока и независимые каналы управления этими потоками, что позволяет повысить эффективность электромеханического преобразования энергии и обеспечить фазовое, импульсное, квазичастотное или векторно-импульсное управление. Кроме того, схема рис.2 обеспечивает следующие режимы работы предлагаемого ЛАД: плавное изменение напряжения одной или обеих магнитных систем; плавный пуск; плавное торможение; форсировка напряжения одной или обеих магнитных систем; неодновременное включение магнитных систем, позволяющее исключить влияние на электромагнитную силу двигателя свободных составляющих

тока или магнитного потока. Кроме того, у предлагаемого ЛАД при наличии дополнительного узла по [11] возможно осуществление позиционирования якоря.

Комплексные значения фазных ЭДС ИМС при схеме включения по рис.2 определяются выражениями:

$$\dot{E}_{и12} = j\omega\dot{\Phi}_{и12}; \quad \dot{E}_{и23} = j\omega\dot{\Phi}_{и23}; \quad \dot{E}_{и31} = j\omega\dot{\Phi}_{и31}, \quad (1)$$

в которых ω — угловая частота переменного тока питающей сети; $\dot{\Phi}_{и12}$, $\dot{\Phi}_{и23}$ и $\dot{\Phi}_{и31}$ — комплексные значения фазных магнитных потоков ИМС.

Комплексные приведенные значения фазных ЭДС якоря ТМС

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}'_{т1} &= \dot{I}'_{т1} \left(\frac{1}{s} R'_t + jX'_{т1} \right); \\ \dot{E}'_{т2} &= \dot{I}'_{т2} \left(\frac{1}{s} R'_t + jX'_{т1} \right); \\ \dot{E}'_{т3} &= \dot{I}'_{т3} \left(\frac{1}{s} R'_t + jX'_{т1} \right), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\dot{I}'_{т1}$, $\dot{I}'_{т2}$ и $\dot{I}'_{т3}$ — комплексные приведенные значения фазных токов якоря ТМС; R'_t и X'_t — приведенные значения активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния фазы якоря в режиме пуска; s — скольжение якоря, равное $s = 1 - v/v_0$; v — текущее значение линейной скорости якоря; $v_0 = 3\omega\tau_n/4\pi$ — синхронная линейная скорость якоря.

Схема включения обмоток ИМС и ТМС двигателя по рис.2 организуется таким образом, чтобы при определенном режиме работы, например, пусковом, векторы магнитных потоков ИМС и токов, создаваемых ТМС в обмотке якоря, во всех активных зонах двигателя совпадали по фазе, обеспечивая максимальное тяговое усилие. Соответствующая такому режиму работы ЛАД векторная диаграмма показана на

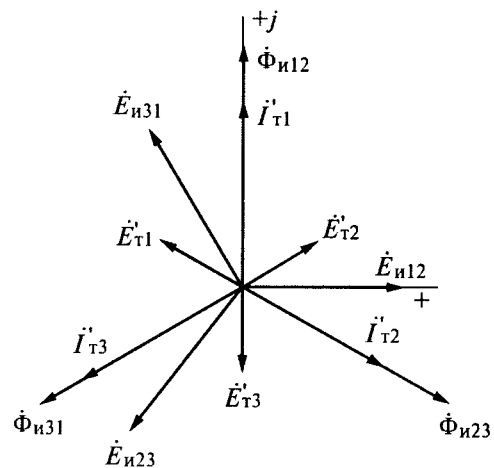


Рис.3.

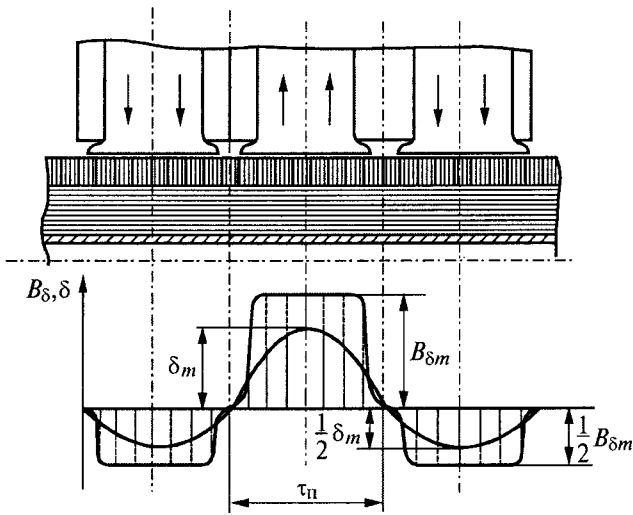


Рис.4.

рис.3. При изменении режима работы ЛАД появляется угол сдвига между векторами магнитных потоков ИМС и соответствующих токов якоря, создаваемых ТМС, что приводит к снижению тягового усилия. При всех режимах работы ЛАД ввиду симметрии векторной диаграммы пульсации тягового усилия двигателя отсутствуют.

На рис.4 для режима максимального тягового усилия ЛАД представлены диаграммы изменения магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ и плотности тока в активных элементах обмотки якоря δ вдоль оси якоря в зоне магнитопроводов ИМС, соответствующие векторной диаграмме рис.3. Для момента времени, представленного положением векторов на рис.3, в пределах одного полюсного деления магнитная индукция в воздушном зазоре и плотность тока в активных элементах обмотки якоря достигают максимального значения ($B_\delta = B_{\delta m}$ и $\delta = 1/2\delta_m$), а в пределах двух других полюсных делений имеют вдвое меньшие значения ($B_\delta = 1/2B_{\delta m}$ и $\delta = 1/2\delta_m$). С достаточной для инженерных расчетов степенью точности на рис.4 принято для всех активных элементов якоря в пределах полюсного деления постоянство B_δ и синусоидальный закон изменения δ . Тогда единичное тяговое усилие, развиваемое на оси наиболее возбужденного полюса ИМС,

$$f_m = \pi \alpha d_\alpha q_\alpha \delta_m B_{\delta m} \quad (3)$$

Здесь $\alpha = 0,55 \div 0,65$ — коэффициент перекрытия якоря магнитопроводами ИМС; d_α — внешний диаметр якоря; q_α — площадь поперечного сечения активного проводникового элемента якоря.

Соответственно сумма элементарных тяговых усилий в зоне наиболее возбужденного полюса ИМС

$$\sum_{k=1}^n f_k = K_\pi f_m, \quad (4)$$

где

$$K_\pi = 1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sin \frac{\pi k}{n}; \quad (5)$$

n — число частей полюсного деления, разделенных активными проводниковыми элементами якоря.

При $n = 8$ $K_\pi = 5$, при других реальных значениях n значения коэффициента мало отличаются от указанного.

Принимая во внимание (3), (4) и (5) для результирующего тягового усилия ЛАД, получаем:

$$F = \frac{3}{2} K_\pi f_m = \frac{3}{2} \pi \alpha K_\pi d_\alpha q_\alpha \delta_m B_{\delta m}. \quad (6)$$

При $\alpha = 0,6$ и $K_\pi = 5$ выражение (6) принимает вид:

$$F \approx 14,2 d_\alpha q_\alpha \delta_m B_{\delta m}. \quad (6')$$

У ЛАД по [12] допустимы электромагнитные нагрузки $\delta_m > 12 \cdot 10^6$ А/м² и $B_{\delta m} > 1$ Тл, поэтому двигатель имеет высокие технико-экономические и энергетические показатели, что подтверждается расчетами по выражению (6'). Так, при $d_\alpha = 40 \cdot 10^{-3}$ м, $q_\alpha = 20 \cdot 10^{-6}$ м², $\delta_m = 12 \cdot 10^6$ А/м², $B_{\delta m} = 1$ Тл получаем $F \approx 140$ Н, а при $d_\alpha = 0,1$ м, $q_\alpha = 50 \cdot 10^{-6}$ м², $\delta_m = 14 \cdot 10^6$ А/м², $B_{\delta m} = 1,1$ Тл соответственно $F \approx 1100$ Н.

Благодаря простоте конструкции, надежности, высоким технико-экономическим и энергетическим показателям, а также большим функциональным возможностям предложенные ЛАД могут найти широкое применение в электроприводах механизмов с поступательным и возвратно-поступательным движением. Такие электроприводы могут быть эффективно использованы в подъемно-транспортных механизмах, транспортно-складских и робототехнических комплексах. Представляет интерес применение линейных асинхронных электроприводов в строгальных и долбежных станках, кузнечно-прессовых машинах. Предлагаемый ЛАД также может быть использован в насосах и компрессорах. Во всех случаях применение специализированного линейного асинхронного электропривода позволяет снизить габариты механизмов и повысить их технический ресурс.

Список литературы

1. Laitwaite E.R. Induction Machines for Purposes. London: George Newness Ltd. 1966.
2. Соколов М.М., Сорокин Л.К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
3. Ямамура С. Теория линейных асинхронных двигателей. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.

5. Сарапулов Ф.Н., Черных И.В. Математическая модель линейной индукционной машины как объекта регулирования//Электричество. 1994. № 5. С.46—49.
 6. Higuchi Tsuyoshi, Yimeno Koji, Nonaka Sakutarou//Denki gakkai roubunshi. D.Sangyo oyo bumonshi - Trans. Inst.Elec.Jap.D. 1995. 115, № 3. С.255—262.
 7. Yamada H., Mizuno T., Nihei H.//Nihon oyo jiki gakkaiishi - J.Magn.Soc.Jap. 1997. Vol. 21, № 4, Pt.2. С.849—852.
 8. Соколова Е.М., Мошинский Ю.А. Расчет параметров частотно-управляемых линейных асинхронных двигателей с составным вторичным элементом//Электротехника. 1998. № 5. С.29—33.

9. Сарапулов Ф.Н., Иванушкин В.А., Исаков Д.В., Шмычак П. Модель электромеханического преобразователя линейного асинхронного электропривода//Электротехника. 1998. № 8. С.28-31.
 10. А.с. № 1130975 СССР. Цилиндрический линейный асинхронный двигатель/Ю.В.Смирнов//Открытия. Изобретения. 1984. № 47.
 11. А.с. № 1051662 СССР. Линейный электродвигатель/ Ю.В.Смирнов//Открытия. Изобретения. 1983. №40.
 12. Пат. 2088027 РФ. Трехфазный электродвигатель/ Ю.В.Смирнов//Открытия. Изобретения. 1997. № 23.

Испытания макетного образца линейного электромагнитного движителя

БИХМАН Р.И., канд. техн. наук, ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук

НПП "ВНИИЭМ"

Рассмотрены методы наземных испытаний на функционирование и получены результаты испытаний разработанного в НПП "ВНИИЭМ" макетного образца линейного электромагнитного движителя для низкоорбитальных искусственных спутников Земли.

Линейный электромагнитный движитель (ЛЭМД) предназначен для создания линейной силы (тяги) вдоль направления полета низкоорбитального искусственного спутника Земли (ИСЗ), запускаемого на полярную или наклонную орбиту с высотой до 2500—3000 км над поверхностью Земли и ориентированного в орбитальной системе координат¹.

Сила тяги создается ЛЭМД при его движении по орбите за счет пересечения его обмоток с током вертикальной составляющей магнитного поля Земли. Питание обмоток осуществляется от солнечных батарей.

ЛЭМД конструктивно представляет собой замкнутый магнитопровод из полос тонкого листового ферромагнитного материала, "вытянутый" вдоль горизонтальной оси, ориентируемой вдоль биномали к орбите ИСЗ.

Магнитопровод является концентратором вертикальной составляющей магнитного поля Земли.

На каждой из боковых стенок магнитопровода (в зоне максимальной концентрации магнитного поля) размещены "ускоряющая" и "тормозная" рабочие обмотки движителя, содержащие 400 и 200 витков соответственно.

Габаритные размеры макетного образца ЛЭМД, мм 1300×500×400
 Масса, кг 10,5
 Ток в рабочих обмотках, А 3
 Расчетная сила при $B_{верт}=0,35 \cdot 10^{-4}$ Тл, г 5

¹ Бихман Р.И. Линейный электромагнитный движитель//Электротехника. 1999. № 7. С.56—61.

Для подтверждения теоретических положений, на которых основано создание ЛЭМД, и оценки работоспособности разработанной конструкции ЛЭМД, были созданы макетный образец ЛЭМД и специальная установка для наземных испытаний ЛЭМД на функционирование с устройством возбуждения обмоток движителя (рис.1).

В испытаниях принимал участие представитель кафедры ТОЭ МЭИ (Технического университета) профессор Л.В.Алексейчик.

Разработанная конструкция ЛЭМД развивает силу только при движении поперек линии внешнего магнитного поля. В связи с этим, измерительная установка для испытаний ЛЭМД обеспечивает плоскопараллельное движение макета ЛЭМД в режиме физического маятника, подвешенного на 4-х нитях длиной 4 м по методу параллелограмма (рис.2).

При испытаниях ЛЭМД в режиме физического маятника каждая обмотка может обеспечивать ускорение или торможение движения в зависимости от направления движения маятника и направления тока в обмотке.

При испытаниях макета ЛЭМД все рабочие обмотки были соединены последовательно.

О наличии развиваемой ЛЭМД силы в процессе движения в режиме свободно затухающих колебаний маятника можно судить по количеству колебаний и времени их затухания при изменении амплитуды колебаний от начальной $A_{нач}$ до конечной $A_{кон}$ в трех режимах испытаний: при отсутствии тока в рабочих обмотках (n_0, T_0), при токе, создающем ускоряющую силу (n_y, T_y), и

при токе, создающем тормозящую силу (n_T, T_T).

Коммутация токов в обмотках проводилась таким образом, что в "ускоряющем" режиме сила, развиваемая ЛЭМД, действовала в направлении его перемещения, а в "тормозящем" режиме в направлении противоположном движению ЛЭМД.

В устройстве возбуждения последовательно соединенных обмоток ЛЭМД (рис.1) переключение направления тока в обмотках ЛЭМД производится в крайних положениях качания маятника ЛЭМД нажатием кнопки оператором, визуально фиксирующим приход ЛЭМД в крайнее положение. Красный и зеленый светодиоды сигнализируют о протекании тока через обмотки ЛЭМД в прямом или обратном направлении.

При испытаниях измерялось количество колебаний маятника ЛЭМД и время его качания при уменьшении амплитуды колебаний от $A_{нач} = 50$ мм до $A_{кон} = 35$ мм. Измерение амплитуды колебаний в процессе испытаний проводилось относительно опорного луча лазера специального лазерного устройства.

Освобождение ЛЭМД из начального положения (в начале каждого эксперимента) проводилось безударным методом путем пережигания хлопчатобумажной нити, удерживающей ЛЭМД в начальном положении.

Результаты испытаний приведены в табл.1.

Таблица 1

Ток, А	Количество колебаний n и время затухания T	
	В ускоряющем режиме	В тормозящем режиме
0	$n_0 = 57, T_0 = 243,9$ с	
2,8	$n_y = 71, T_y = 291,1$	$n_T = 50, T_T = 204,9$ с

В ходе испытаний была определена погрешность измерения, которая составила ± 1 колебание ЛЭМД.

Результаты описанных испытаний макетного образца ЛЭМД, были рассмотрены на совместном заседании кафедр электромеханики и ТОЭ МЭИ. В совместном заключении кафедр записано: "Во время испытаний установлено, что макет ЛЭМД, перемещаемый линейно в горизонтальной плоскости в магнитном поле Земли, в качестве физического маятника, выполненного по методу параллелограмма, развивает разную по значению линейную силу (тягу) в направлении перемещения, знак которой определяется направлением тока в рабочих обмотках ЛЭМД". Выступившие в дискуссии профессора А.В.Алексейчик, В.А.Кузнецов, А.В.Иванов-Смоленский и Г.С.Тамоян отметили, что "теоретические положения

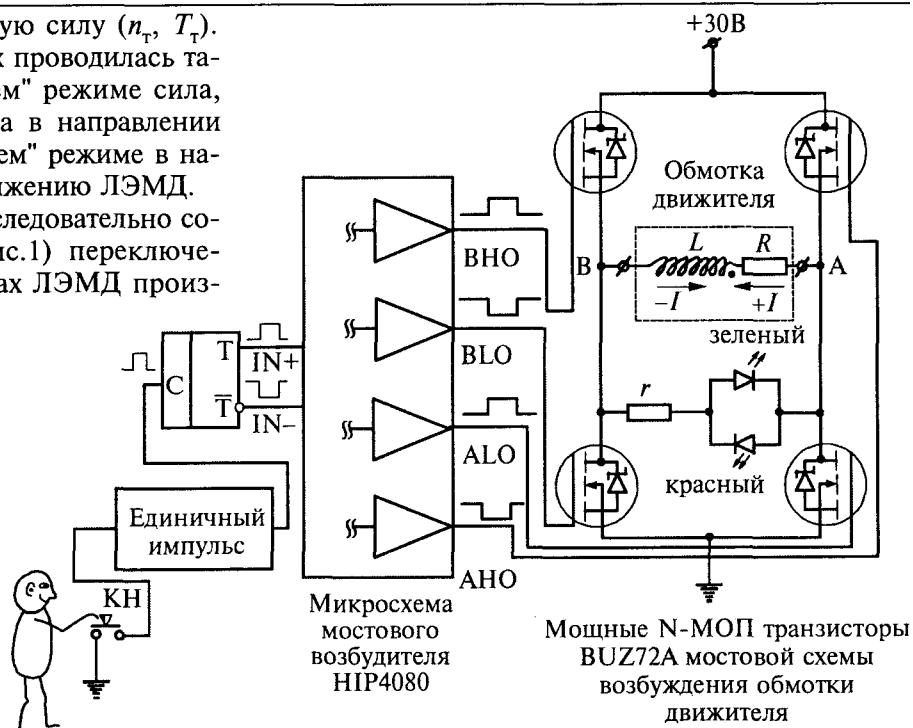


Рис.1. Упрощенная функциональная схема устройства возбуждения обмотки двигателя

электромагнетизма в классическом представлении на дают оснований для утверждений о реализации линейного двигателя на основе рамки с током с экранированным ее участком, находящейся в магнитном поле Земли".

Отмечалось также, что "интерпретация экспериментальных данных по движению макета ЛЭМД в режиме маятника должна учитывать как конструктивные особенности макета, так и внешние воздействия на него, эффекты обусловленные неоднородностью поля, коммутацией токов и т.д."

На самом деле в конструкции испытываемого образца ЛЭМД нигде не используется "рамка с

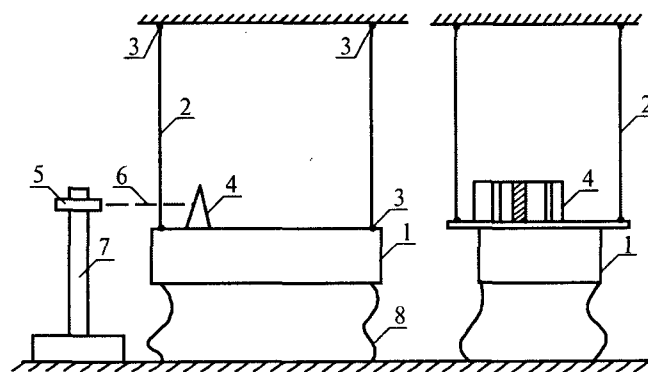


Рис.2. Схема измерительной установки:
1 — ЛЭМД; 2 — нити подвеса; 3 — шарнирные соединения; 4 — шкала; 5 — лазерный датчик; 6 — луч лазера; 7 — стойка; 8 — гибкий токопровод

током с экранированным ее участком", а потому указанное теоретическое положение в работе макетного образца ЛЭМД не нарушается.

В апреле 2000 г. макет ЛЭМД был доработан с целью увеличения развиваемой корректировки направления движения магнитного потока с помощью постоянных магнитов. В процессе испытаний доработанного макетного образца ЛЭМД, проведенных в апреле 2000 г., были измерены степень однородности магнитного поля Земли в зоне движения испытываемого макетного образца ЛЭМД, характеристики переходного процесса при коммутации токов в обмотках ЛЭМД и проведен дополнительный эксперимент по получению свободных расширяющихся колебаний при малых значениях амплитуды колебаний и меньших, соответственно, значениях сопротивлений движению.

Рассмотрим результаты испытаний доработанного макетного образца ЛЭМД, проведенных в апреле 2000 г.

1. Измерение однородности магнитного поля Земли в зоне перемещения макетного образца ЛЭМД при испытаниях проводилось путем определения значения ЭДС в обмотке ЛЭМД, возникающей при ее движении в зоне испытаний.

Для проведения измерений обмотка ЛЭМД замыкалась на цифровой микровольтметр с ценой деления младшего разряда 1 мкВ. При колебаниях ЛЭМД с амплитудой 50 мм зафиксированы хаотические изменения значения напряжения в обмотках ЛЭМД в пределах 7–40 мкВ по модулю, не связанные с направлением движения ЛЭМД.

2. Характер и время переходного процесса при коммутации тока в обмотках ЛЭМД определялись с помощью осциллографа National VP-5510A.

Процесс нарастания и снижения тока в обмотках ЛЭМД при переключении происходит за

время, не превышающее 20 мс, тогда как период колебаний макета ЛЭМД в ходе испытаний значительно больше и составляет 4,1 с.

3. Во время испытаний доработанного макетного образца ЛЭМД на описанной испытательной установке (рис.2,3) при $A_{нач} = 50$ мм и $A_{кон} = 40$ мм были получены результаты, приведенные в табл.2.

Таблица 2

Ток, А	Количество колебаний с периодом $T=4,1$ с при затухании колебаний от $A_{нач}=50$ мм до $A_{кон}=40$ мм	
	В ускоряющем режиме n_y	В тормозящем режиме n_T
0	$n_0 = 36$	
1	44	33
2	49	29
3	56	27
3,8	60	23

4. На доработанном макетном образце ЛЭМД были проведены испытания с получением свободных расширяющихся колебаний в режиме физического маятника (рис.2) при малых амплитудах колебаний в "ускоряющем" режиме.

Результаты таких испытаний при $A_{нач} = 5$ мм и $A_{кон} = 7$ мм для разных значений токов приведены в табл.3.

Таблица 3

Ток, А	Количество колебаний ЛЭМД при нарастании амплитуды от $A_{нач} = 5$ мм до $A_{кон} = 7$ мм с периодом колебаний $T = 4,1$ с
2	53
3	35
3,8	21

Результаты испытаний, приведенные в табл.2 и 3 (при отсутствии тока и токе 3,8 А), были зафиксированы и во время демонстрации работы макетного образца ЛЭМД заместителю главного редактора журнала "Электротехника" профессору О.В.Слежановскому.

Выводы

1. Разработанный и испытанный на Земле макетный образец ЛЭМД развивает линейную силу (тягу) при перемещении поперек линии магнитного поля Земли.

2. Испытания доработанного образца ЛЭМД показывают, что существует возможность значительного увеличения эффективности использования внешнего магнитного потока, проходящего по магнитопроводу, за счет оптимизации конструкции ЛЭМД.

3. Использование ЛЭМД на ИСЗ для компенсации его лобового сопротивления движению и регулирования его положения вдоль орбиты требует разработки и испытания на Земле и в космосе опытных образцов ЛЭМД.

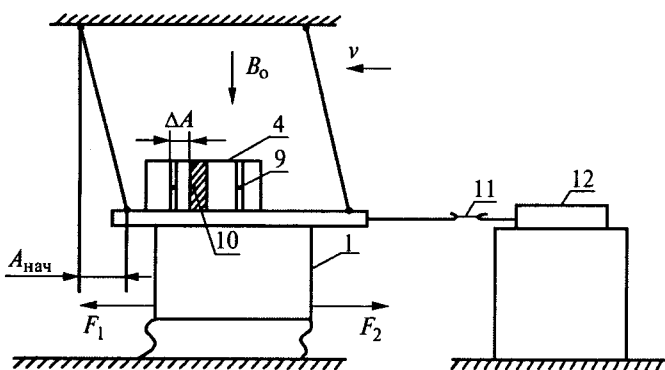


Рис.3. Схема проведения измерений:

4 — шкала; 9 — положение луча лазерного датчика в нулевом положении; 10 — положение луча лазерного датчика в конечном положении; 11 — хлопчатобумажная вставка; 12 — микрометрическое натяжное устройство

Выбор геометрии зубцовой зоны ротора частотно-регулируемого короткозамкнутого асинхронного двигателя

БОГУСЛАВСКИЙ И.З., доктор техн. наук, проф. (СПб завод "Новая Сила"),
ЛАНГВАГЕН Е.С., инж. (СПбТУ)

Получено выражение для электромагнитной мощности частотно-регулируемого короткозамкнутого асинхронного двигателя, содержащее обобщенные параметры геометрии его ротора. Проведен анализ этого выражения; найдена область изменения этих обобщенных параметров, соответствующая максимальным значениям электромагнитной мощности двигателя.

Эксплуатационные режимы частотно-регулируемого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором имеют ряд особенностей, которые отличают их от режимов двигателей промышленной частоты. Для двигателей, питаемых от сети промышленной частоты, обычно ограничивают ток статора при пуске значением $I_{\text{пуск.пер}} < 500 \div 600\%$ номинального. Пусковой $M_{\text{пуск}}$ и максимальный M_{max} моменты для этих двигателей также нормируются. Их задание связано с необходимостью обеспечить пуск механизма с определенным моментом инерции J , причем время пуска $T_{\text{пуск}}$ обычно ограничено по технологическими причинам. Для регулируемых двигателей, питаемых от преобразователей частоты, задача ограничения пускового тока и обеспечения необходимого времени $T_{\text{пуск}}$ входит в общий алгоритм пуска, причем пусковой ток у них обычно не превышает $I_{\text{пуск.пер}} < 150 \div 200\%$ номинального: алгоритм плавного изменения частоты преобразователя при пуске такого двигателя успешно решает эту проблему. При этом частоты токов ротора в режиме пуска и в номинальном режиме для таких двигателей близки по значению. Соответственно, геометрия активной части частотно-регулируемого асинхронного двигателя может быть выбрана с учетом иных требований к его эксплуатационным режимам, а следовательно, и к сопротивлениям его контуров.

Поэтому для частотно-регулируемого двигателя исследование его электромагнитной мощности и параметров при малых частотах в роторе представляет практический интерес.

Геометрия зубцовой зоны и электромагнитная мощность двигателя

Выражение для электромагнитной мощности двигателя $P_{\text{эл}}$ представим в виде [1]:

$$P_{\text{эл}} = m_2 E_2 I_2 \cos \psi_2 / s = \\ = Z_2 E_2^2 R_2 / \{ [R_2^2 + (j2\pi f_{\text{рот}} L_2)^2] s \},$$

где m_2 — число фаз ротора, для короткозамкнутого ротора оно равно числу пазов Z_2 ; E_2 , I_2 — соответственно ЭДС фазы ротора и ток в ней частотой $f_{\text{рот}}$; ψ_2 — фазовый угол между векторами E_2 и I_2 ; s — скольжение; R_2 , L_2 — соответственно активное сопротивление и индуктивность фазы обмотки ротора при частоте $f_{\text{рот}}$ (с учетом поверхностного эффекта [2] в ее клетке).

Рассмотрим особенности проектирования зубцовой зоны ротора частотно-регулируемого двигателя, работающего при малых частотах $f_{\text{рот}}$ в его вторичной обмотке. При этих условиях индуктивное сопротивление ротора $X_2 = j2\pi f_{\text{рот}} L_2$ значительно меньше активного R_2 ($X_2 \ll R_2$), причем сопротивление R_2 практически равно омическому [2], так что поверхностным эффектом в стержнях ротора можно пренебречь.

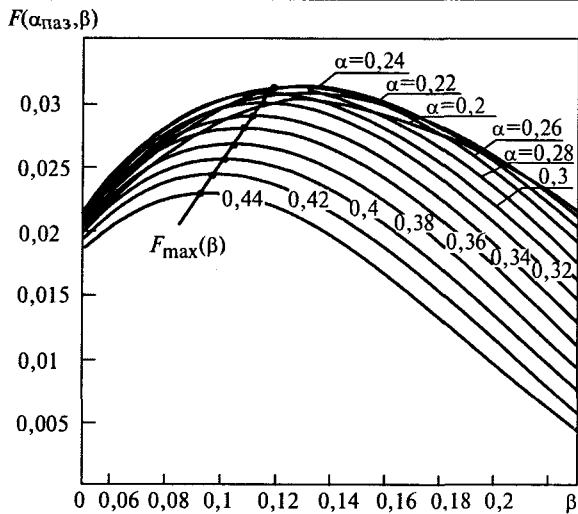
При решении задачи о влиянии на мощность $P_{\text{эл}}$ частотно-регулируемого двигателя геометрических размеров зубцовой зоны ротора использованы следующие дополнительные соотношения [3]:

$$Q_B = Q_R Z_2 / (2\pi p); \alpha_{\text{паз}} = Z_2 b_{\text{паз}} / (\pi D); \beta = h_{\text{паз}} / D.$$

Здесь Q_R , Q_B — соответственно сечения стержня и короткозамыкающего кольца (соотношение между ними записано, исходя из равенства плотностей токов в их сечениях); p — число пар полюсов; D — диаметр ротора; $b_{\text{паз}}$, $h_{\text{паз}}$ — соответственно ширина и высота паза; $\alpha_{\text{паз}}$, β — соответственно относительная ширина и высота пазов ротора.

Исходя из этих соотношений и неравенства $X_2 \ll R_2$, для электромагнитной мощности получаем:

$$P_{\text{эл}} = K_p F(\alpha_{\text{паз}}, \beta),$$



где $K_p = sB_{зуб}^2(\pi D)^3(f_{ст})^2L_{акт}^2T_{зап}\gamma/[128p^2(L_B/D+1/p)]$; $B_{зуб}$ — индукция в основании зубцов ротора; $T_{зап}$ — коэффициент заполнения паза ротора; γ — удельная электропроводность стержня и участка кольца; $L_{акт}$ — активная длина ротора; L_B — длина стержня клетки, p — число пар полюсов; $F(\alpha_{паз}, \beta)$ — относительная электромагнитная мощность в уравнении для $P_{эл}$.

Отметим, что относительная площадь пазов ротора может быть записана в виде: $s_{паз*} = b_{паз}h_{паз}Z_2/(\pi D^2/4)$ или $s_{паз*} = 4\alpha_{паз}\beta$.

В практике проектирования мощных асинхронных машин при выборе геометрии их зубцовой зоны учитываются ширина зубца $b_{зуб}$ в основании паза и уровень механических напряжений в нем. Эти обстоятельства, помимо прочности конструкции, связаны с технологичностью при изготовлении роторных штампов, а также при штамповке активной стали ротора и при сборке ее в пакеты. Ширину $b_{зуб}$ удобно представить в виде отношения $\alpha_{зуб} = b_{зуб}/b_{паз}$ и выразить через принятые параметры геометрии зубцовой зоны ротора:

$$1 - 2\beta - \alpha_{паз} = \alpha_{паз}\alpha_{зуб} \quad \text{или} \quad \alpha_{зуб} = (4\beta - 8\beta^2)/s_{паз*} - 1.$$

Из этого соотношения следует, что величина $\alpha_{зуб}$ имеет максимум при $\beta = 0,25$, причем $(\alpha_{зуб})_{max} = (0,5/s_{паз*} - 1)$.

Пример расчета. Определим размеры пазов ротора шестиполюсного асинхронного частотно-регулируемого двигателя, исходя из условия обеспечения максимальной электромагнитной мощности $P_{эл}$ при малых частотах $f_{рот}$, во вторичной обмотке.

Заданными предполагаются: диаметр ротора $D = 990$ мм, число пазов ротора $Z_2 = 82$. Из кривых на рисунке для $F(\alpha_{паз}, \beta)$ получаем: при $\alpha_{паз} = 0,26$, $\beta = 0,09$; $s_{паз*} = 4\alpha_{паз}\beta = 0,0936$; $\alpha_{зуб} = (4\beta - 8\beta^2)/s_{паз*} - 1 = 2,1538$. Следовательно размеры пазов таковы: $b_{паз} = 9,8615$ мм, $h_{паз} = 89,1$ мм. Размеры зубца в основании паза: $b_{зуб} = \alpha_{зуб}b_{паз} = 21,24$ мм. Расчет механических напряжений в корне зуба подтверждает, что при $\alpha_{паз} = 0,26$, $\beta = 0,09$, $\alpha_{зуб} = 2,1538$ они меньше допустимых.

Согласно ГОСТ 434-78 для укладки в пазы может быть принята шина медная шириной 10 мм, высотой 80 мм. С учетом этих размеров шины уточним размеры паза и зубца в его основании: $b_{паз} = 10,3$ мм, $h_{паз} = 90$ мм, $b_{зуб} = 20,73$ мм.

На рисунке представлены зависимости $F(\alpha_{паз}, \beta)$ в интервалах: $0,2 < \alpha_{паз} < 0,44$, $0,05 < \beta < 0,22$, представляющих практический интерес. Относительная мощность $F(\alpha_{паз}, \beta)$ при $\alpha_{паз} = \text{const}$ имеет максимум для всех $\alpha_{паз}$ и β в этих интервалах. В максимумах значения $\alpha_{паз}$ и β связаны соотношением: $\beta_{max} = (1 - \alpha_{паз})/6$, где β_{max} — значения относительной высоты паза, соответствующие максимумам относительной мощности $F(\alpha_{паз}, \beta)$. На рисунке нанесена также кривая, соединяющая эти максимумы. Ее уравнение получено в виде: $F_{max}(\beta) = 64(\beta^3 - 6\beta^2)$.

Анализ выражения для электромагнитной мощности $P_{эл}$ показывает, что оптимальные значения относительной высоты паза находятся в узком интервале $0,09 < \beta_{max} < 0,12$, причем изменения мощности в этом интервале имеют плоский характер.

$\alpha_{зуб}$ максимальна при $\beta = 0,25$, причем $(\alpha_{зуб})_{max} = (0,5/s_{паз*} - 1)$. Отметим, что полученные результаты могут быть использованы также в САПР асинхронных машин промышленной частоты для определения геометрии пазов ротора.

Список литературы

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Т.2. Л.: ГЭИ. 1958.
2. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, 1970.
3. Проектирование электрических машин/Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергия, 1980.
4. Демирчян К.С., Богуславский И.З. Методы аналитического исследования токов в короткозамкнутых обмотках ротора машин переменного тока//Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1992. № 4. С.35-45.
5. Резельман И. Электрические машины и предварительный расчет их наибольшей удельной мощности. Л.: ЛИИ. 1936.

Асинхронные электроприводы с регулируемой ЭДС двигателя

АБДУЛРАХМАНОВ К.А.

Предложены новые устройства для регулирования ЭДС статора, имеющие высокую точность и применимые также для асинхронных электроприводов, где двигатель функционирует на большой дистанции от питающего преобразователя.

В системах частотного управления асинхронным электроприводом заданная перегрузочная способность обеспечивается путем стабилизации магнитного потока [1]. Магнитный поток двигателя

$$\Phi = \frac{\Phi_n E}{E_n v},$$

где Φ_n — номинальный поток двигателя; E и E_n — соответственно, текущее и номинальное значения ЭДС обмотки статора; $v = f_1/f_{1v}$ — относительная частота тока статора.

Следовательно, постоянство потока двигателя обеспечивается, если производить изменение ЭДС двигателя пропорционально изменению частоты статора. Для этого создается контур стабилизации ЭДС для заданной скорости, который включает в себя датчик ЭДС и регулятор ЭДС. Измерение ЭДС при этом производят либо с помощью дополнительных измерительных обмоток [2], либо с помощью измерительных устройств, восстанавливающих значение ЭДС по напряжению и току статора [3].

Измерение ЭДС посредством измерительной обмотки, хотя и обеспечивает достаточную точность, обладает недостатком в виде необходимости разборки двигателя, изготовления специальной обмотки и ее укладки в пазы статора.

Измерение ЭДС по напряжению и току статора не дает достаточную точность из-за нестабильности параметров двигателя и отрицательного влияния несинусоидальности выходного напряжения ТПЧ на результаты измерений.

Предложен электропривод, отличающийся высокой точностью регулирования ЭДС [4], функциональная схема которого, приведена на рис.1, где 1 — ТПЧ; 2 — управляемый выпрямитель; 3 — фильтр; 4 — автономный инвертор; 5 — электродвигатель; 6 — обмотка статора; 7 — формирователь точки с нулевым потенциалом, состоящий из трех одинаковых резисторов, соединенных в звезду и подключенных к зажимам двигателя; 8 — фильтр верхних частот; 9 — выпрямитель; 10 — функцио-

нальный преобразователь; 11 — регулятор ЭДС; 12 — задатчик частоты вращения; 13 — точка с нулевым потенциалом; 14 — нулевая точка звезды обмотки статора; 15 — суммирующий элемент.

Обмотка статора одновременно выполняет роль чувствительного элемента системы измерения ЭДС. Из-за нелинейности кривой намагничивания стали двигателя при соединении обмотки статора в звезду кривая тока статора является синусоидальной, а кривая потока — несинусоидальной. В потоке из высших гармоник наиболее сильно проявляется третья гармоника, которая индуцирует третьи гармоники ЭДС в фазных обмотках статора. Третьи гармоники ЭДС имеют нулевую последовательность фаз и могут быть измерены между точками 13 и 14.

Степень искажения формы кривой магнитного потока и значение третьей гармоники ЭДС зависят от положения рабочей точки на кривой намагничивания стали. Положение же рабочей точки зависит от ЭДС обмотки статора. Следовательно, существует однозначная зависимость между ЭДС статорной обмотки E и значением ее третьей гармоники E_3 , которая может быть получена экспериментально. Такая за-

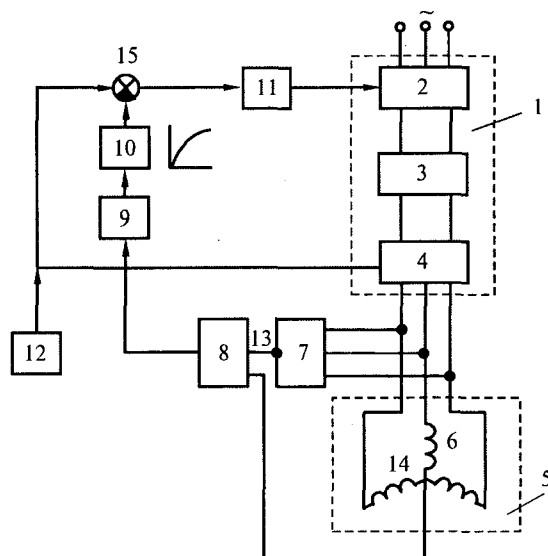


Рис.1.

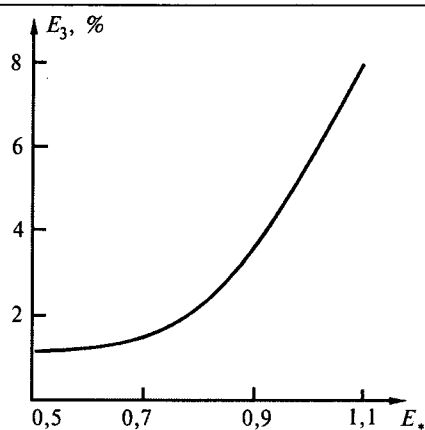


Рис.2.

зависимость для двигателя А42-4 (2,8 кВт) приведена на рис.2. Напряжение между точками 13 и 14 зависит от значения ЭДС статора. С выхода выпрямителя 9 выпрямленное значение третьей гармоники ЭДС подается на вход функционального преобразователя 10, который реализует зависимость $E = f(E_{3в})$. Она получается из зависимости $E_3 = f(E)$ с учетом соотношения $E_{3в} = 0,9E_3$.

Электропривод работает следующим образом.

При номинальной частоте вращения электродвигателя его ЭДС $E = E_0$ и сигнал управления u_y на входе регулятора ЭДС 11 равен

$$u_y = u_{ze} - u_{o,ce}, \quad (1)$$

где u_{ze} — напряжение задания ЭДС; $u_{o,ce}$ — напряжение обратной связи по ЭДС, получаемое с выхода функционального преобразователя.

Если ЭДС электродвигателя уменьшится по какой-либо причине, то уменьшится и значение третьей гармоники ЭДС между нулевыми точками 13 и 14, снизится сигнал отрицательной обратной связи по ЭДС $u_{o,ce}$. Так как сигнал задания ЭДС, определяемый заданием на частоту вращения, остался неизменным, то уменьшение сигнала $u_{o,ce}$ приводит к увеличению сигнала управления u_y ; растет сигнал u_c на управляющем входе выпрямителя 2; уменьшается угол открытия тиристорov управляемого выпрямителя 2, напряжение на выходе которого увеличивается. Напряжение на зажимах электродвигателя также возрастает. ЭДС электродвигателя достигает приблизительно прежнего значения.

Получена аналитическая зависимость третьей гармоники ЭДС от ЭДС статора в виде кубической параболы и установлено следующее соотношение между их установившимися значениями и отклонениями [5]:

$$\frac{\Delta E_3}{E_3} = 3 \frac{\Delta E}{E_0}, \quad (2)$$

где E_0 и E_{30} — установившиеся значения соответственно ЭДС статора и ее третьей гармо-

ники; ΔE и ΔE_3 — соответственно отклонения ЭДС и ее третьей гармоники от установившихся значений.

Из выражения (2) следует, что отклонение ЭДС статора от установившегося значения вызывает в 3 раза большее отклонение ее третьей гармоники от своего установившегося значения.

Значит, чувствительность и, следовательно, точность регулирования ЭДС в рассматриваемом электроприводе значительно выше, чем в электроприводе, где изменение ЭДС производится посредством дополнительных измерительных обмоток. В последнем случае относительные отклонения ЭДС обмотки статора и измерительной обмотки одинаковы.

Система тиристорный регулятор напряжения — асинхронный двигатель находит все большее применение в электроприводах с повторно-кратковременным режимом работы для привода механизмов с «вентиляторным» характером нагрузки. Регулирование частоты вращения электродвигателя в системе ТРН-АД производится изменением напряжения на зажимах обмотки статора путем изменения угла открытия тиристорov, подключенных в цепь обмотки статора [6]. Электропривод ТРН-АД по первоначальным затратам на 30—40% дешевле электропривода с ТПЧ и имеет на 20—50% более низкие затраты на техническое обслуживание [7]. Одним из недостатков системы ТРН-АД является относительно узкий диапазон регулирования угловой скорости двигателя, изменяемой в разомкнутой системе в пределах от номинальной ω_n до критической $\omega_{кр}$, где

$$\omega_{кр} = \omega_0(1 - s_{кр}); \quad (3)$$

ω_0 — угловая скорость идеального холостого хода; $s_{кр}$ — критическое скольжение двигателя, соответствующее максимальному моменту.

Указанный недостаток в некоторой степени может быть устранен, если вместо напряжения на зажимах статора регулировать ЭДС обмотки статора.

При неизменности напряжения на зажимах статора асинхронного двигателя по Т-образной схеме замещения ЭДС статора уменьшается с ростом нагрузки на валу и, соответственно, тока статора. Это происходит за счет падения напряжения на сопротивлении z_1 статора. При номинальной нагрузке уменьшение ЭДС асинхронного двигателя относительно ее значения при идеальном холостом ходе составляет 8—10%.

ЭДС статора E при неизменном напряжении U на зажимах в функции скольжения выражается формулой [8]:

$$E = U \sqrt{\frac{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}{(r_1 + c_1 r_2'/s)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}. \quad (4)$$

Для двигателя МТГ-112-6 (2,8 кВт) зависимость относительного значения ЭДС от сколь-

жения приведена в таблице, откуда следует, что интенсивное уменьшение ЭДС статора имеет место для скольжений от $s = 0$ до $s = 0,4$.

s	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
E/U_n	0,99	0,82	0,72	0,67	0,62	0,58	0,56	0,55	0,53	0,51	0,5

Из выражения вращающего момента асинхронного двигателя, представленного в виде зависимости от ЭДС статора

$$M = \frac{m_1 E^2 r_2' / s}{\omega_1 [(r_2' / s)^2 + x_2'^2]}, \quad (5)$$

приравнявая нулю производную $dM/ds = 0$, для постоянных параметров и неизменной ЭДС находим [9]:

$$s_{крE} = \pm \frac{r_2'}{x_2'}. \quad (6)$$

Подставляя в (5) выражение критического скольжения $s_{крE}$ из (6) и значение скольжения при пуске ($s = 1$) получим, соответственно, выражения для максимального и пускового моментов двигателя при неизменности ЭДС статора:

$$M_{\max E} = \frac{m_1 E^2}{2\omega_1} \frac{1}{x_2'};$$

$$M_{\text{пуск}E} = \frac{m_1 E^2}{\omega_1} \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2}. \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) отличаются от известных формул для $S_{кр}$, M_{\max} , $M_{\text{пуск}}$, приводимых в литературе и полученных для случая неизменности напряжения на статоре. Например, критическое скольжение при неизменном напряжении равно [8]:

$$s_{кр} = \pm \frac{c_1 r_2'}{x_1 + c_1 x_2'}. \quad (8)$$

По выражениям (6) и (8) находим отношение критических скольжений

$$\frac{s_{крE}}{s_{кр}} = 1 + \frac{x_1}{c_1 x_2'}, \quad (9)$$

где $s_{крE}$ — критическое скольжение двигателя при неизменной ЭДС статора; $s_{кр}$ — то же при неизменном напряжении на статоре.

Для асинхронных машин единых серий мощностью от нескольких киловатт до десятков киловатт индуктивные сопротивления x_1 и x_2' приблизительно равны, а коэффициент c_1 мало отличается от единицы: $c_1 \approx 1,02 \div 1,06$ [10]. С учетом этого по (9) получаем: $s_{крE}/s_{кр} \approx 2$.

Значит критическое скольжение асинхронного двигателя при стабилизации ЭДС статора приблизительно в 2 раза больше, чем при стабилизации напряжения на статоре. Следовательно, по выражению (3), регулируя ЭДС стато-

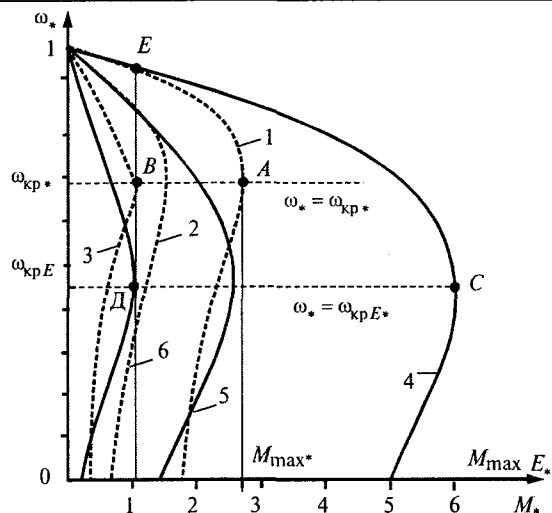


Рис.3.

ра, можно расширить диапазон регулирования скорости в замкнутой системе ТРН-АД.

На рис.3 представлены механические характеристики двигателя МТГ-112-6 для случаев регулирования напряжения на его зажимах (пунктирные кривые) и ЭДС обмотки статора (сплошные кривые), где угловая скорость и момент приводятся в относительных единицах; в качестве базисных величин приняты: для угловой скорости — скорость идеального холостого хода, для момента на валу — номинальное значение двигателя. На рис.3 обозначено: $\omega_{кр*}$ — относительное значение критической скорости при регулировании напряжения; $\omega_{крE*}$ — то же при регулировании ЭДС обмотки статора; $M_{\max*}$ — относительное значение максимального момента двигателя для номинального напряжения; $M_{\max E*}$ — то же для номинальной ЭДС двигателя. Характеристики 1,2,3 получены для напряжений, равных соответственно, $U = U_n = 220$ В, $U = 160$ В и $U = 133$ В, а характеристики 4,5,6 — для ЭДС обмотки статора, соответственно равных $E = E_n = 198$ В, $E = 128$ В и $E = 81$ В.

При регулировании скорости путем изменения значения напряжения, начиная от номинального U_n , максимальный момент двигателя уменьшается и критическая точка А перемещается влево по прямой $\omega = \omega_{кр*}$;

двигатель последовательно переходит из одной регулировочной характеристики на другую, его скорость уменьшается; в точке В (1; $\omega_{кр*}$) (характеристика 3) достигается низшая скорость, при которой момент нагрузки на валу ($M_* = 1$) равен максимальному моменту двигателя и он работает на границе устойчивости. Скорость двигателя при этом регулируется от номинальной (в точке Е) до критической $\omega_{кр*}$ (в точке В).

При регулировании скорости путем изменения значения ЭДС статора, начиная от номинальной E_n , критическая точка С перемещает-

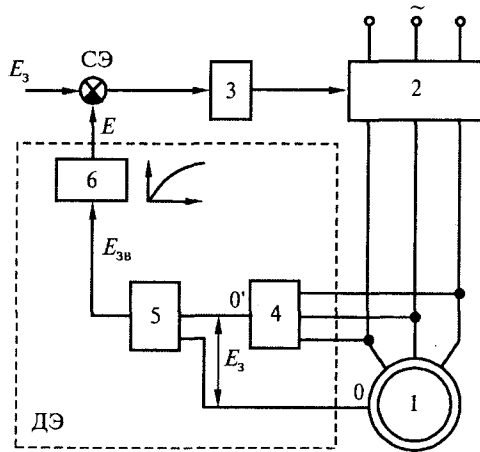


Рис.4.

ся влево по прямой $\omega_* = \omega_{крE^*}$ и двигатель работает на границе устойчивости в точке D ($1; \omega_{крE^*}$). Скорость двигателя при этом регулируется от номинальной (в точке E) до критической $\omega_{крE}$ (в точке D).

Диапазон регулирования скорости при регулировании ЭДС статора получается приблизительно в 1,5 раза больше, чем то же при регулировании напряжения на зажимах двигателя.

Функциональная схема электропривода, позволяющего регулировать ЭДС статора двигателя в системе ТРН-АД [11] приведена на рис.4, где 1 — асинхронный электродвигатель; 2 — тиристорный регулятор напряжения; 3 — регулятор ЭДС; ДЭ — датчик ЭДС статора. ДЭ включает в себя формирователь 4 точки с нулевым потенциалом, выпрямитель 5 и функциональный преобразователь 6. При соединении обмотки статора в звезду в ней появляется третья гармоника ЭДС E_3 , которая снимается из нулевой точки 0 звезды обмотки статора и нулевой точки O' формирователя 4. Затем это напряжение выпрямляется и подается на вход функционального преобразователя 6. На выходе функционального преобразователя получается ЭДС статора E , которая в виде сигнала отрицательной обратной связи подается на вход суммирующего элемента СЭ. ЭДС статора и ее третья гармоника, как было отмечено, взаимосвязаны. Зависимость $E_3 = f(E)$ может быть получена опытным путем. Контур регулирования ЭДС, включающий в себя обмотку статора двигателя 1, датчик ЭДС ДЭ, регулятор ЭДС 3, тиристорный регулятор напряжения 2, действует по принципу отклонения и стабилизирует заданное значение ЭДС. Изменение ЭДС статора и изменение скорости осуществляется путем изменения задающего воздействия E_3 .

Существует определенный класс асинхронных электроприводов, где двигатель удален от источника питания на десятки и сотни метров, находится в труднодоступных или недоступных местах, функционирует в сложных условиях и

управляется дистанционно. К ним относятся погружные электродвигатели электроцентробежных насосов (ЭЦН) для эксплуатации нефтяных скважин, насосов для откачки воды из артезианских скважин и шахт, электробуров и т.д. Надежность и эффективность их работы во многом зависит от возможности регулирования скорости и ее стабилизации, при отклонениях напряжения сети и нагрузки на валу [12]. Нагрузка на валу большей части асинхронных электроприводов, управляемых на большой дистанции (АЭДУ), имеет «вентиляторный» характер. Для них применение системы ТРН-АД является целесообразным [13]. Однако стабилизация напряжения на зажимах двигателя АЭДУ представляет определенные трудности, связанные с необходимостью доставки информации о текущем значении напряжения от зажимов двигателя к месту нахождения преобразователя. Поэтому для АЭДУ целесообразно применять систему ТРН-АД и при этом регулировать скорость двигателя путем изменения ЭДС статора; это упрощает задачу стабилизации скорости и одновременно, позволяет расширить диапазон регулирования скорости.

Предложен электропривод по системе ТРН-АД для управления погружным асинхронным электродвигателем ЭЦН, находящимся на большой дистанции (1000—1500 м) от преобразователя [14]. Функциональная схема электропривода приведена на рис.5, где 1 — тиристорный регулятор напряжения; 2 — кабель-токоподвод; 3 — асинхронный электродвигатель; 4 — конденсатор; 5 — точка заземления нуля звезды обмотки статора; 6 — формирователь точки с нулевым потенциалом; 7 — точка с нулевым потенциалом; 8 — фильтр верхних частот; 9 —

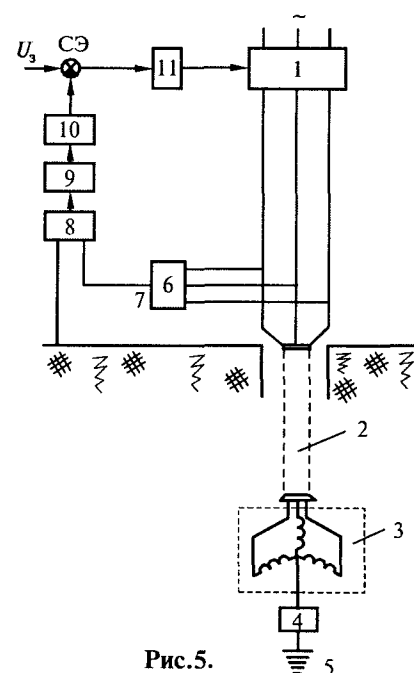


Рис.5.

выпрямитель; 10 — функциональный преобразователь; $CЭ$ — суммирующий элемент; 11 — регулятор ЭДС. Принцип действия контура регулирования ЭДС в данной схеме аналогичен принципу действия того же контура на схеме рис.4. Отличительной чертой данной схемы является то, что в ней в качестве провода для передачи третьей гармоники ЭДС (сигнала обратной связи по ЭДС) из забоя на вход контура регулирования на поверхности Земли, используется Земля. Для этого нулевая точка звезды обмотки статора заземлена через конденсатор. Заземлен также один из входов фильтра верхних частот. Третья гармоника ЭДС появляется между точками 5 и 7. При отклонении напряжения сети ЭДС статора отклоняется от установленного значения, при этом изменяется значение третьей гармоники ЭДС и, соответственно, сигнал обратной связи на входе суммирующего элемента $CЭ$. Изменяется сигнал на управляющем входе ТРН и напряжение на его выходе до тех пор, пока ЭДС статора не восстановится приблизительно на прежнем уровне.

Погружные электродвигатели ЭЦН имеют повышенное значение критического скольжения $s_{кр}$ и их критическое скольжение при неизменности ЭДС $s_{крE}$ близко к единице. Например, для погружного электродвигателя ПЭД-40-103 (40 кВт) $s_{кр} = 0,97$. Нагрузка на валу погружного электродвигателя ЭЦН носит «вентиляторный» характер. Поэтому при регулировании скорости изменением ЭДС статора работа электропривода ЭЦН устойчива на всех регулировочных характеристиках для скольжений от $s = s_n$ до $s = s_{крE} = 0,97$. Это позволяет осуществлять плавный пуск скважин, что способствует повышению долговечности насоса [15].

Следует отметить, что наряду с указанными достоинствами, предложенные в статье системы электроприводов с ТРН на статоре не лишены недостатка систем ТРН-АД, состоящего в необходимости завышения мощности двигателя, в том числе и при «вентиляторной» нагрузке на валу.

Выводы

1. Установлено, что критическое скольжение асинхронного электродвигателя при стабилизации ЭДС обмотки статора примерно в 2 раза больше, чем при стабилизации напряжения на жимах двигателя.

2. Регулирование скорости асинхронного двигателя, имеющего «вентиляторную» нагрузку на валу и удаленного от преобразователя на большое расстояние, целесообразно производить в системе ТРН-АД путем изменения ЭДС статора.

3. Предложены устройства для регулирования ЭДС обмотки статора асинхронного электродвигателя, в том числе находящегося на большом расстоянии от преобразователя, которые отлич-

чаются высокой точностью и могут быть применены для электроприводов, выполненных по системам: ТПЧ-АД — с целью регулирования магнитного потока двигателя и ТРН-АД — с целью расширения диапазона регулирования скорости двигателя, в том числе для управления двигателем, находящимся на большом расстоянии.

Список литературы

1. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.
3. Эпштейн И.А. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
4. А.с. 1640807 СССР. Электропривод переменного тока/К.А.Абдулрахманов//Открытия. Изобретения. 1991. № 13.
5. Abdoulrakhmanow K.A., Abdoullaev N.D., Mekhtiev R.R. Remote E.M.F. Control of immersion electrocentrifugal pump oil production//Sixth European Conference on Power Electronics and Applications, Sevilla (Spain), 1995.
6. Шубенко В.А., Браславский А.П. и др. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М.: Энергия, 1972.
7. Яуре А. Г., Богословский А.П. и др. Развитие асинхронных тиристорных электроприводов с фазовым управлением крановых механизмов//Автоматизированный электропривод. М.: Энергия, 1980.
8. Госнотровский Л.М. Электрические машины. Л. — М.: Госэнергоиздат. 1950.
9. Абдулрахманов К.А. Механические характеристики асинхронного электропривода при регулировании ЭДС статора//Ученые записки Азерб. Государственной Нефтяной Академии. 1996. № 1.
10. Копылов И.П. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986.
11. Абдулрахманов К.А. Расчет параметров контура регулирования ЭДС асинхронного двигателя//Ученые записки АзГНА. 1994. № 3.
12. Абдулрахманов К.А. Пути повышения надежности работы и эффективности использования погружных ЭЦН в нефтедобыче//Нефть и газ. 1994. № 2.
13. Анисимов В.А., Горнов А.С., Москаленко В.В. и др. Возможности энергосбережения в асинхронном электроприводе с тиристорными регуляторами напряжения при вентиляторном характере нагрузки// Электротехника. 1995. № 7.
14. А.с. 1713071 СССР. Электропривод переменного тока/ К.А.Абдулрахманов//Открытия. Изобретения. 1992. № 6.
15. Abdoulrakhmanow K.A., Abdoullaev N.D., Mekhtiev R.R. The Characteristics of the Thiristor Asynchronous Electric Drive on Stator EMF Control//8th International Power Electronics & Motion Control Conference, Prague, Czech Republic, 1998.

Абдулрахманов Кадир Ага оглы — доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Азербайджанской государственной нефтяной академии. Окончил факультет «Электрификация промышленности и транспорта» МЭИ в 1960 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование работы трехфазного асинхронного двигателя от тяговой подстанции, питающей выпрямительные электровозы» в 1964 г.

Разгон асинхронного электропривода при постоянном намагничивающем токе двигателя

ПОПОВ А.Н.

Предложен новый метод анализа динамики асинхронного электропривода с частотным управлением и постоянным намагничивающим током двигателя применительно к режиму разгона привода с постоянным ускорением. Получены новые закономерности воздействия на переходный процесс, существенно расширяющие возможности эффективного использования электропривода.

Частотное управление асинхронным короткозамкнутым двигателем при постоянном намагничивающем токе является наиболее востребованным в современном регулируемом электроприводе.

Новые возможности для исследования переходных процессов асинхронного электропривода открывают работы Сакае Ямамура благодаря разработанной им спирально-векторной теории электрических цепей и машин переменного тока [1,2]. Хотя автор этой теории остается также приверженцем положений классической теории электропривода, что существенно ограничивает практическое применение полученных им зависимостей, однако предложенная им методика составления и анализа уравнений движения электрической машины переменного тока позволяет подступиться к обоснованному решению ряда задач динамики асинхронного электропривода, имеющих первостепенное практическое приложение.

При исследовании динамики разгона асинхронного электропривода при постоянном намагничивающем токе двигателя будем исходить из того, что в этом случае электромагнитные переходные процессы электрической машины не зависят от электромеханических процессов ускорения привода [1,2].

Рассмотрим первоначально разгон привода при отсутствии электромагнитных связей двигателя. Исходя из Т-образной схемы замещения асинхронной машины в установившемся режиме при равном эффективном числе витков фаз статора и ротора (рис.1), запишем векторные уравнения электрического равновесия двигателя [3]:

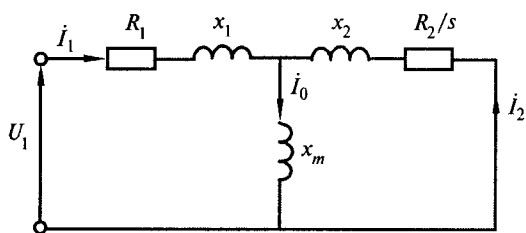


Рис.1. Эквивалентная Т-образная схема замещения одной фазы асинхронной машины в установившемся режиме

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{I}_1 + j(x_1 + x_m) \dot{I}_1 + j x_m \dot{I}_2; \quad (1)$$

$$0 = j x_m \dot{I}_1 + \frac{R_2}{s} \dot{I}_2 + j(x_2 + x_m) \dot{I}_2; \quad (2)$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2, \quad (3)$$

где $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ — скольжение ротора; ω_0 — синхронная угловая скорость; ω — угловая скорость двигателя.

Зависимости (1)–(3) дополним уравнением механического равновесия двигателя при разгоне:

$$M_{эл} = M_d + M_c + \Delta M_{мех}, \quad (4)$$

где $M_{эл}$ — электромагнитный момент, развиваемый двигателем, $M_{эл} = \frac{3R_2 I_2^2}{s\omega_0}$; M_d — динамический момент двигателя (привода),

$M_d = J \frac{d\omega}{dt}$; J — момент инерции привода; t — текущее время; M_c — статический момент нагрузки на валу; $\Delta M_{мех}$ — момент механических потерь двигателя, $\Delta M_{мех} = A + B\omega$; A и B — постоянные.

Введем в рассмотрение относительные величины, принимая за базовые номинальные значения тока статора $I_{1н}$, синхронной угловой скорости $\omega_{он}$ и частоты $f_{1н}$ подводимого напряжения, а также электромеханическую постоянную времени двигателя T_m . Составляем исходные отношения:

$$i_1 = I_1/I_{1н}; \quad \varepsilon = \varepsilon_1 = f_1/f_{1н}; \quad \nu = \omega/\omega_{он}; \quad \tau = t/T_m. \quad (5)$$

В уравнениях (1), (2) индуктивные сопротивления определяются равенствами: $x_1 = l_1 \omega_0$; $x_2 = l_2 \omega_0$; $x_m = L_m \omega_0$, в которых l_1 и l_2 обозначают индуктивности рассеяния фазы статора и ротора, а L_m — индуктивность контура намагничивания.

С помощью отношений (5) вместо формул (1)–(3) получаем их выражения в относительных величинах [3]:

$$\dot{i}_1 = \rho_1 \dot{i}_1 + j(\sigma_1 + 1) \varepsilon \dot{i}_1 + j \varepsilon \dot{i}_2; \quad (6)$$

$$0 = j \varepsilon i_1 + \frac{1}{s} \rho_2 i_2 + j (\sigma_2 + 1) \varepsilon i_2; \quad (7)$$

$$i_0 = i_1 + i_2, \quad (8)$$

где $s = 1 - \frac{v}{\varepsilon}$; $i_2 = \frac{I_2}{I_{1H}}$; $i_0 = \frac{I_0}{I_{1H}}$; $\sigma_1 = \frac{l_1}{L_m} = \frac{x_1}{x_m}$;

$$\sigma_2 = \frac{l_2}{L_m} = \frac{x_2}{x_m}; \quad u_1 = \frac{u_1}{E_{0H}}; \quad \rho_1 = \frac{I_{1H} R_1}{E_{0H}}; \quad \rho_2 = \frac{I_{1H} R_2}{E_{0H}};$$

$$E_{0H} = \omega_{0H} L_m I_{1H} = \omega_{0H} \Psi_{1H}.$$

Из условия $s = 0$ определяется в относительных единицах синхронная скорость идеального холостого хода двигателя: $v_0 = \frac{\omega}{\omega_{0H}} = \varepsilon$. Также

$$s \varepsilon = \varepsilon - v = \varepsilon_2 = \frac{f_2}{f_1H}, \quad \text{где } f_2 \text{ — частота тока ротора и } \varepsilon_2 \text{ — ее относительное выражение. По физическому смыслу в двигательном режиме всегда } \varepsilon > v.$$

Здесь E_{0H} физически обозначает действующее значение базисной ЭДС, наводимой в фазе статора при номинальной угловой синхронной скорости идеального холостого хода ω_{0H} и номинальном токе статора I_{1H} при магнитном потоке (потокосцеплении) Ψ_{1H} . Базисной ЭДС соответствует также базисная электромагнитная мощность $P_{эл0H} = E_{0H} I_{1H}$ и базисный электромагнитный момент $M_{эл0H} = P_{эл0H} / \omega_{0H}$.

Из уравнений (6)–(8) определяются зависимости между токами и напряжением двигателя:

$$i_1 = \frac{i_1}{\rho_1 + j(\sigma_1 + 1)\varepsilon + \frac{\varepsilon^2}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}}; \quad (9)$$

$$i_2 = \frac{-j\varepsilon i_1}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}; \quad (10)$$

$$i_0 = \frac{\left(\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon\sigma_2\right) i_1}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}. \quad (11)$$

Рассматривая уравнения (9)–(11) применительно к номинальному режиму двигателя, когда $i_{1H} = 1$, $\varepsilon_H = 1$, $v_H = \omega_H / \omega_{0H}$ и $s_H = 1 - v_H$ и переходя к скалярными величинам, найдем значения относительного номинального напряжения u_{1H} и токов i_{2H} , i_{0H} :

$$u_{1H}^2 = \left(\rho_1 + \frac{\rho_2}{s_H} i_{2H}^2\right)^2 + [(\sigma_1 + 1) - (\sigma_2 + 1) i_{2H}^2]^2; \quad (12)$$

$$i_{2H} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\rho_2}{s_H}\right)^2 + (\sigma_2 + 1)^2}}; \quad (13)$$

$$i_{0H} = i_{2H} \sqrt{\left(\frac{\rho_2}{s_H}\right)^2 + \sigma_2^2}. \quad (14)$$

Переходя в уравнении механического равновесия двигателя (4) к относительным величинам (5), получаем:

$$\mu_{эл} = \frac{3\rho_2 i_2^2}{\varepsilon - v} = v' + \mu_c + \Delta\mu_{мех}, \quad (15)$$

где $\Delta\mu_{мех} = \alpha + \beta v$; $\alpha = \frac{A}{M_{эл0H}}$; $\beta = \frac{B\omega_{0H}}{M_{эл0H}}$;

$$v' = \frac{dv}{d\tau}; \quad \mu_c = \frac{M_c}{M_{эл0H}}; \quad \mu_{эл} = \frac{M_{эл}}{M_{эл0H}}.$$

Входящая в базисные отношения (5) электромеханическая постоянная времени

$$T = J \frac{\omega_{0H}}{M_{эл0H}}$$

численно определяет время разгона массы электропривода с моментом инерции J до базовой номинальной синхронной скорости ω_{0H} под действием постоянного вращающего момента, равного базовому электромагнитному моменту двигателя $M_{эл0H}$ [4].

При движении с постоянным намагничивающим током

$$i_0 = \text{const} \quad (16)$$

уравнения двигателя (9)–(11) и (15) приводят к следующим формулам:

$$i_1^2 = i_0^2 \frac{\rho_2^2 + (\sigma_2 + 1)^2 (\varepsilon - v)^2}{\rho_2^2 + \sigma_2^2 (\varepsilon - v)^2}; \quad (17)$$

$$i_2^2 = i_0^2 \frac{(\varepsilon - v)^2}{\rho_2^2 + \sigma_2^2 (\varepsilon - v)^2}; \quad (18)$$

$$u_1^2 = i_0^2 \frac{[\rho_1 \rho_2 - \varepsilon(\varepsilon - v)(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)]^2 + \rho_2^2 + (\varepsilon - v)^2 \sigma_2^2}{\rho_2^2 + (\varepsilon - v)^2 \sigma_2^2} + [\rho_1(\sigma_2 + 1)(\varepsilon - v) + \varepsilon \rho_2(\sigma_1 + 1)]^2; \quad (19)$$

$$\mu_{эл} = \frac{3\rho_2(\varepsilon - v) i_0^2}{\rho_2^2 + \sigma_2^2 (\varepsilon - v)^2} = v' + \mu_c + \alpha + \beta v. \quad (20)$$

Будем рассматривать наиболее важный для практики режим разгона привода с постоянным ускорением $b = \text{const}$, когда скорость двигателя v нарастает во времени τ по прямолинейному закону:

$$v = B \tau. \quad (21)$$

С учетом (21), решая уравнение (20) относительно частоты ε , получаем

$$\varepsilon = \frac{2v\sigma_2^2(\mu_c + b + \alpha + \beta v) + 3\rho_2 i_0^2 - \sqrt{-\rho_2 \sqrt{9i_0^4 - 4\sigma_2^2(\mu_c + b + \alpha + \beta v)^2}}}{2(\mu_c + b + \alpha + \beta v)\sigma_2^2}. \quad (22)$$

Из этой формулы, при обращении в нуль подкоренного выражения и $v = 0$, определяется наибольшее (предельное) значение ускорения $b_{\text{прmax}}$ при заданных значениях i_0 и μ_c :

$$b_{\text{прmax}} = \frac{3}{2} \frac{i_0^2}{\sigma_2} - (\mu_c + \alpha). \quad (23)$$

Ускорение b может быть найдено по заданному значению пускового тока статора i_1 . Тогда из (17)

$$(\varepsilon - v)^2 = \frac{\rho_2^2(i_1^2 - i_0^2)}{[i_0^2(\sigma_2 + 1)^2 - i_1^2\sigma_2^2]}. \quad (24)$$

При известных значениях i_0 и i_1 , находим по формулам (24) и (20) при $v = 0$ требуемое значение b .

Принятое при разгоне привода текущее значение b определяет время разгона двигателя $\tau_{\text{кон}}$ до номинальной скорости v_n :

$$\tau_{\text{кон}} = v_n / b. \quad (25)$$

При всех условиях движения регулируемый двигатель для сохранения устойчивости должен оставаться на рабочей части механической характеристики при текущем скольжении s , не превышающем критическое $s_{\text{кр}}$, $s \leq s_{\text{кр}}$. На основании уравнения (15) с учетом (9) и (10) при обращении в нуль производной $d\mu_{\text{эл}}/ds$ по формуле [3]

$$s_{\text{кр}}^2 = \frac{\rho_2^2[\rho_1^2 + \varepsilon^2(\sigma_1 + 1)^2]}{\varepsilon^2[\varepsilon^2(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2)^2 + \rho_1^2(\sigma_2 + 1)^2]}. \quad (26)$$

Зависимости (16)–(26) позволяют на основании (21), (22) найти изменения во времени τ всех переменных величин, характеризующих разгон двигателя при условиях (16), (21) и отсутствии электромагнитных связей, а при наличии этих связей дают возможность найти принужденные значения данных переменных.

Установленные в [1,2] общие уравнения асинхронного двигателя, работающего как в установившемся, так и в переходном режимах, записываются в следующем матричном виде:

$$\begin{vmatrix} u_1^n \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}M\right)p & \frac{3}{2}Mp \\ \frac{3}{2}M(p - j\omega_r) & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}M\right)(p - j\omega_r) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1^n \\ i_2^n \end{vmatrix}. \quad (27)$$

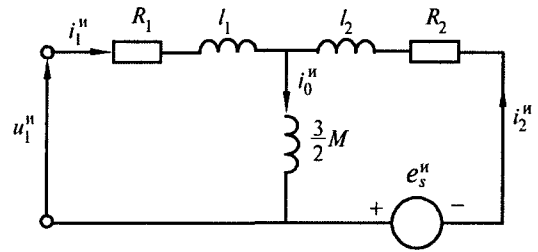


Рис.2. Эквивалентная Т-образная схема замещения одной фазы асинхронной машины в переходных режимах

Здесь в принятых обозначениях $\frac{3}{2}M = L_m$, $\omega_r = \omega$, $\omega = \omega_0$. Переменные величины u_1^n , i_1^n , i_2^n выражаются через спиральные векторы (индекс «и» обозначает именованные, размерные величины). В установившемся режиме оператор $p = d/dt$ принимает значение $p = j\omega$ (где $\omega = \omega_0$) и переменные величины становятся круговыми векторами.

Уравнениям (27) соответствует Т-образная схема замещения двигателя в переходных режимах, приведенная на рис.2, в которой намагничивающий ток

$$i_0^n = i_1^n + i_2^n. \quad (28)$$

Кроме того, ЭДС вращения e_s^n пропорциональна угловой скорости двигателя ω_r :

$$e_s^n = -j\omega_r \left[\frac{3}{2}M i_1^n + \left(l_2 + \frac{3}{2}M\right) i_2^n \right]. \quad (29)$$

При переходе к установившемуся режиму ($p = j\omega$) схема замещения на рис.2 преобразуется в предыдущую схему на рис.1.

Общее решение уравнений (27) относительно тока i_1^n записывается в виде

$$i_1^n = A_1 e^{\delta_1^n t} + A_2 e^{\delta_2^n t} + \sqrt{2} |I_1| e^{j(\omega t + \psi)}. \quad (30)$$

Здесь первые два члена соответствуют переходному режиму и являются спиральными векторами с коэффициентами δ_1^n и δ_2^n типа $\delta^n = -\lambda + j\omega$, определяемыми из характеристического уравнения второй степени, получаемого из (27):

$$\begin{vmatrix} R_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2}M\right)p & \frac{3}{2}Mp \\ \frac{3}{2}M(p - j\omega_r) & R_2 + \left(l_2 + \frac{3}{2}M\right)(p - j\omega_r) \end{vmatrix} = 0. \quad (31)$$

Третий член уравнения (30) является круговым вектором, определяемым при установившемся режиме от действия напряжения

$$u_1^M = \sqrt{2} \dot{U}_1 | e^{j(\omega t - \psi)}. \quad (32)$$

Так цепи ротора i_2^M определяется путем подстановки (30) во второе уравнение (27). Постоянные интегрирования A_1 и A_2 находятся из начальных условий.

Перейдем в исходных уравнениях двигателя (27) к относительным величинам (5):

$$\left. \begin{aligned} u_1^M &= [\rho_1 + (\sigma_1 + 1)p] i_1^M + p i_2^M; \\ 0 &= (p - j\nu) i_1^M + [\rho_2 + (\sigma_2 + 1)(p - j\nu)] i_2^M, \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

где $u_1^M = u_1^M / E_{0H}$; $i_1^M = i_1^M / I_{1H}$; $i_2^M = i_2^M / I_{1H}$; индекс «M» обозначает мгновенные значения относительных переменных величин, в отличие от их действующих значений.

Здесь оператор $p = d/dt$, причем в установившемся режиме $p = d/d\tau = j\varepsilon$. Также формулы токов (28) и ЭДС вращения (29) будут

$$i_0^M = i_1^M + i_2^M; \quad (34)$$

$$e_s^M = -j\nu [i_1^M + (\sigma_2 + 1)i_2^M], \quad (35)$$

где $e_s^M = e_s^M / E_{0H}$; $i_0^M = i_0^M / I_{1H}$.

Характеристическое уравнение (31) представляется в виде

$$p(p - j\nu) - [\rho_1 + (\sigma_1 + 1)p][\rho_2 + (\sigma_2 + 1)(p - j\nu)] = 0. \quad (36)$$

Уравнение тока статора (30) принимает вид

$$i_1^M = B_1 e^{p_1 \tau} + B_2 e^{p_2 \tau} + i_{1m} e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_1)}, \quad (37)$$

где p_1, p_2 — корни характеристического уравнения (36); B_1, B_2 — новые постоянные интегрирования;

$i_{1m} = \sqrt{2} \dot{I}_1 / I_{1H}$; $\varepsilon \tau = \omega_0 t / \Omega_{0H}$; $\Omega_{0H} = \omega_{0H} T_M$ — базовый угол отклонения.

Уравнение напряжения (32) перепишется в виде

$$u_1^M = u_{1m} e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau - \psi)}, \quad (38)$$

где $u_{1m} = \sqrt{2} \dot{U}_1 / E_{0H}$.

Рассмотрим вместе с [2] управление двигателем при постоянном намагничивающем токе, определяемом круговым вектором

$$i_0^M = \sqrt{2} \dot{I}_0 | e^{j(\omega t + \psi_0)}. \quad (39)$$

В относительных величинах

$$i_0^M = i_{0m} e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_0)}, \quad (40)$$

где $i_{0m} = \sqrt{2} \dot{I}_0 / I_{1H}$.

Представим первое уравнение системы (33) с учетом (34) в виде

$$u_1^M = (\rho_1 + \sigma_1 p) i_1^M + p(i_1^M + i_2^M) = (\rho_1 + \sigma_1 p) i_1^M + p i_0^M. \quad (41)$$

Имеется ввиду, что все переменные i_0^M, i_1^M, i_2^M и u_1^M содержат в своем составе принужденную составляющую колебаний, определяемую в любой момент времени τ с помощью установленных формул (16)–(21).

Из второго уравнения (33) имеем

$$(\rho_2 + \sigma_2 p - j\nu \sigma_2) i_2^M = -i_0^M (p - j\nu). \quad (42)$$

Правая часть этого уравнения является управляющим воздействием, создающим принужденные колебания тока i_2^M . С помощью уравнений (42) и (40) определяется круговой вектор тока i_{2s} в установившемся режиме (заменой p на $j\varepsilon$):

$$i_{2s} = -\frac{j\varepsilon i_0^M}{\rho_2 + j\sigma_2(\varepsilon - \nu)} = -\frac{j\varepsilon i_0^M}{\frac{\rho_2}{s} + j\sigma_2\varepsilon} = -\frac{\varepsilon i_{0m}}{\frac{\rho_2}{s} + j\sigma_2\varepsilon} \times e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_0 + \frac{\pi}{2})} = -i_{2m} e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_2)}, \quad (43)$$

где $i_{2m} = \frac{\varepsilon i_{0m}}{\sqrt{\left(\frac{\rho_2}{s}\right)^2 + (\sigma_2 \varepsilon)^2}}$; $\theta_2 = \arctg \frac{\sigma_2 \varepsilon s}{\rho_2}$;

$$\psi_2 = \psi_0 + \frac{\pi}{2} - \theta_2.$$

Переменная составляющая тока $i_{2\tau}$, соответствующая свободным колебаниям, является спиральным вектором, для которого, приравняв к нулю левую часть (42), находим корень характеристического уравнения:

$$p = -\frac{\rho_2}{\sigma_2} + j\nu. \quad (44)$$

В результате получаем

$$i_{2\tau} = A e^{-\frac{\rho_2 \tau}{\sigma_2}} e^{j\nu \tau}. \quad (45)$$

Общее решение уравнения (42) при управлении (40) принимает вид

$$i_2^M = i_{2s} + i_{2\tau} = i_{2m} e^{j(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_2)} + A e^{-\frac{\rho_2 \tau}{\sigma_2}} e^{j\nu \tau}. \quad (46)$$

Здесь A постоянная интегрирования, определяемая из начальных условий, которые, вопреки предложениям [2], физически не могут быть нулевыми, так как в этом случае не может произойти трогание двигателя, т.е. не может осуществиться механическое движение [4]. Принимая при $\tau = 0$ также $i_2 = i_{2нач}$, из уравнений (46) находим:

$$A = i_{2нач} - i_{2m} e^{j\psi_2}. \quad (47)$$

Формулы (46), (47) и (40), (34) устанавливают изменения токов двигателя. При переходе в этих формулах к мгновенным значениям пе-

ременных для круговых векторов используется синусоидальная функция, а для спирального вектора — косинусоидальная.

Изменение напряжения u_1^M устанавливается формулой (38), в которой амплитуда колебаний u_{1m} определяется с помощью (19). Однако определение начальной фазы колебания напряжения ψ на основании уравнения (41) становится затруднительным, так как условия пуска двигателя предполагают мгновенное изменение тока статора i_1^M вопреки закону коммутации электрической цепи, содержащей индуктивность [4].

Для разрешения возникающего противоречия необходимо положить в начальный момент ($\tau = 0$) индуктивность цепи двигателя также равной нулю, что обеспечит приближенное решение уравнения (41), не противоречащее физическим законам. Тогда по уравнению (41) находим при $\tau = 0$:

$$u_{1m} \sin \psi = i_{10}^M \rho_1. \quad (48)$$

Отсюда

$$\sin \psi = \frac{u_{10}^M}{u_{1m}} = \frac{i_{10}^M \rho_1}{u_{1m}}. \quad (49)$$

По уравнениям (46) и (40) устанавливается изменение во времени τ электромагнитного момента двигателя $\mu_{эл}$, которое для именованных, размерных величин определяется формулой [2]

$$\mu_{эл}^и = \frac{9}{8} M p_{пол} \operatorname{Im}[i_0^и i_2^{и*}], \quad (50)$$

где $p_{пол}$ — число полюсов; Im — импеданс (коэффициент при мнимой части уравнения в комплексных переменных); индекс * обозначает комплексное сопряженное уравнение.

В относительных величинах (5) формула (50) принимает вид

$$\mu_{эл}^M = \frac{3}{4} p_{пол} \operatorname{Im}[i_0^M i_2^{M*}]. \quad (51)$$

По этой формуле согласно (40), (46) и (47) получаем

$$\begin{aligned} \mu_{эл}^M = & \frac{3}{4} p_{пол} i_{0m} \{ i_{2m} [\sin(\psi_0 - \psi_2) - \\ & - e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma_2}} \sin(\Omega_{0H} s \epsilon \tau + \psi_0 - \psi_2)] + \\ & + i_{2нач} e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma_2}} \sin(\Omega_{0H} s \epsilon \tau + \psi_0) \}. \quad (52) \end{aligned}$$

Из уравнения (52) с учетом (43) также получаем

$$\begin{aligned} \mu_{эл}^M = & \frac{3}{4} p_{пол} i_{0m} \{ i_{2m} [\cos \theta_2 - e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma_2}} \cos(\Omega_{0H} s \epsilon \tau + \theta_2)] + \\ & + i_{2нач} e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma_2}} \sin(\Omega_{0H} s \epsilon \tau + \psi_0) \}. \quad (53) \end{aligned}$$

Рассмотрим для иллюстрации разгон электропривода подъемника с двигателем А2-81-8 [3]. Номинальное напряжение $U_H = 380$ В, номинальная мощность $P_H = 22$ кВт, номинальная частота вращения $n_H = 727$ об/мин, номинальный ток статора $I_{с.н} = 42,9$ А, ток холостого хода $I_0 = 15$ А. Сопротивления схемы замещения: $r_c = 0,18$ Ом; $x_c = 0,624$ Ом; $r_0 = 1,1$ Ом; $x_0 = 14,1$ Ом; $r'_p = 0,153$ Ом; $x'_p = 0,485$ Ом.

Угловая номинальная скорость двигателя $\omega_H = 76,13126$ 1/с, угловая номинальная синхронная скорость $\omega_{0H} = 78,53982$ 1/с, номинальное скольжение $s_H = 3,0667 \cdot 10^{-2}$.

Принимая $R_1 = r_c$, $x_1 = x_c$, $x_m = x_0$, $R_2 = r'_p$, $x_2 = x'_p$, $R_0 = r_0$ и $I_{1H} = I_{с.н}$, находим на основании уравнений (1)–(3): $I_{2H} = 39,24$ А, $I_{0H} = 13,95$ А, $U_{1H} = 215,85$ В, а также уточняем номинальную мощность $P_{с.н} = 21,5$ кВт на основании положений [3].

Переходя к относительным величинам, получаем: $E_{0H} = 604,89$ В; $v_H = 0,96933$; $\sigma_1 = 4,42553 \cdot 10^{-2}$; $\sigma_2 = 3,43972 \cdot 10^{-2}$; $\rho_1 = 1,2766 \cdot 10^{-2}$; $\rho_2 = 1,08511 \cdot 10^{-2}$; $i_{2H} = 0,91471$; $i_{0H} = 0,32518$; $u_{1H} = 0,35683$; $\alpha = 2,80988 \cdot 10^{-2}$; $\beta = 5,49176 \cdot 10^{-3}$; $\mu_{с.н} = 0,85474$.

Момент инерции двигателя $J_{дв} = 0,712$ кг·м². Принимая для привода $J = 2J_{дв}$, находим согласно (15) электромеханическую постоянную времени привода $T_M = 0,33850$ с. Согласно (37) базовый угол поворота $\Omega_{0H} = 26,58557$ рад.

Рассматривая разгон двигателя при номинальном статическом моменте $\mu_c = \mu_{с.н}$ и номинальном токе возбуждения $i_0 = i_{0H}$ при пусковом токе статора $i_{1нач} = 2,5 i_{1H} = 2,5$, находим по формуле (24) при $v = 0$ начальную частоту $\epsilon_0 = 8,27129 \cdot 10^{-2}$. По формуле (19) находится начальное напряжение $u_{10} = 6,00183 \cdot 10^{-2}$, а по формуле (20) — ускорение привода $b = 1,37970$. Также по формуле (18) определяется начальный ток ротора $i_{20} = 2,39766$. Время разгона двигателя до номинальной скорости v_H согласно отношению (25) будет $\tau_{кон} = 0,70257$.

Принимаем в начальный момент $\tau = 0$ мгновенное значение тока возбуждения равным максимальному $i_{0m} = \sqrt{2} i_{0H}$, тогда начальная фаза этого тока $\psi_0 = \pi/2$, и согласно формуле (40)

$$i_0^M = i_{0m} \sin\left(\Omega_{0H} \epsilon \tau + \frac{\pi}{2}\right).$$

Принимаем также в начальный момент мгновенное значение тока ротора равным максимальному $i_{2нач} = i_{2m}$, тогда по уравнению (47)

$$A = i_{2m} (1 - e^{j\psi_2}),$$

и по уравнению (46) получаем

$$i_2^M = -i_{2m} [\sin(\Omega_{0H} \epsilon \tau + \psi_2) + e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma_2}} (1 - \sin \psi_2) \cos v \tau].$$

Кроме того, согласно уравнению (34)

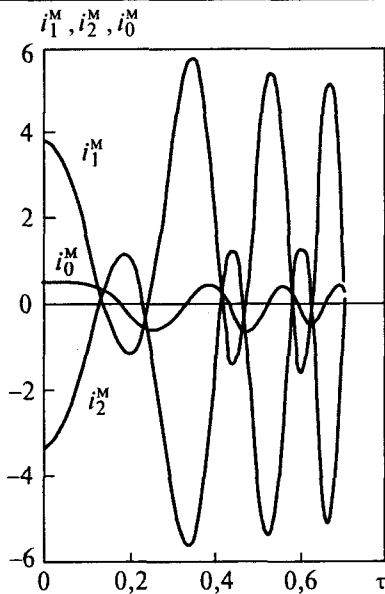


Рис.3. Изменения токов i_1^M, i_2^M, i_0^M двигателя А2-81-8, 22 кВт в приводе подъемника в функции времени τ в режиме разгона при постоянном ускорении $b = 1,3797$, достигаемом при номинальных значениях статического момента $\mu_c = \mu_{c,n}$ и намагничивающего тока $i_0 = i_{0,n}$, и при заданном значении начального (пускового) тока $i_{1нач} = 2,5i_{1n}$

$$i_1^M = i_0^M - i_2^M = i_{0m} \sin(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_0) + i_{2m} \sin(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \psi_2) + i_{2m} e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma^2}} (1 - \sin \psi_2) \cos v \tau.$$

Уравнение мгновенного изменения напряжения u_1^M , согласно (38) будет

$$u_1^M = \sqrt{2} u_1 \sin(\Omega_{0H} \varepsilon \tau - \psi),$$

где, исходя из (48), (49), $\sin \psi = \frac{u_{10}^M}{u_{1m}} = 0,57915$;

$$\psi = 0,61768; u_{10}^M = i_{10}^M \rho_1 = 4,91572 \cdot 10^{-2}; u_{1m} = 8,48786 \cdot 10^{-2}; i_{10}^M = 3,85065.$$

Уравнение электромагнитного момента (53) при $p_{пол} = 4$ принимает вид

$$\mu_{эл}^M = 3 i_{0m} i_{2m} [\cos \theta_2 - e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma^2}} \cos(\Omega_{0H} \varepsilon \tau + \theta_2) + e^{-\frac{p_2 \tau}{\sigma^2}} \sin(\Omega \varepsilon \tau + \psi_0)].$$

Задаваясь временем τ , находим по формулам (21), (22) и (19) текущее значение скорости v , частоты ε и напряжения u_1 , для которых рассчитываются кривые изменения в функции τ токов i_0^M, i_1^M, i_2^M показанные на рис.3, а также кривые изменения напряжения u_1^M , электромагнитного момента $\mu_{эл}$ и скорости v , приведенные на рис.4, существенно расширяю-

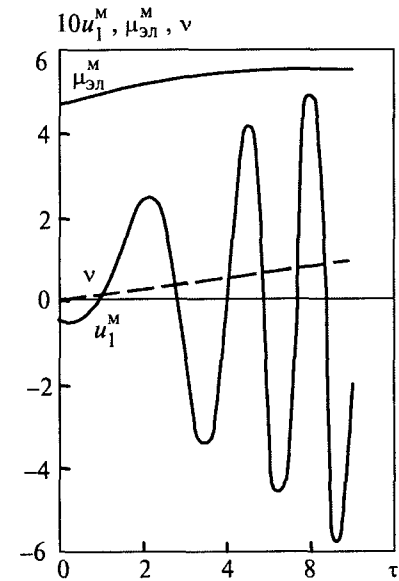


Рис.4. Изменения напряжения u_1^M электромагнитного момента $\mu_{эл}^M$ и скорости v двигателя А2-81-8 в функции времени τ в режиме разгона, соответствующем рис.3

щие сложившееся представление о характере переходных процессов подобных электроприводов.

Полученные результаты подтверждают принципиальное положение [1,2] о том, что управление асинхронным двигателем при постоянном намагничивающем токе обеспечивает высокое быстродействие переходных процессов.

Как видно из рис.4, при разгоне двигателя высокое постоянное ускорение привода b поддерживается за счет монотонного нарастания во времени τ электромагнитного момента двигателя $\mu_{эл}$, что до сих пор не было выявлено. Причем начальное значение этого момента, вопреки существующим представлениям, при частотном управлении всегда отлично от нуля.

Вывод

Полученные новые закономерности воздействия на переходный процесс существенно расширяют возможности эффективного использования регулируемого асинхронного электропривода с частотным управлением при постоянном намагничивающем токе двигателя.

Список литературы

1. Сакае Ямамура. Спирально-векторная теория электрических машин переменного тока // Электротехника. 1996. № 10. С.7–15.
2. Сакае Ямамура. Спирально-векторная теория электрических цепей и машин переменного тока. Спб.: МЦЭНиТ, 1993.
3. Попов А.Н. Частотное управление асинхронным двигателем // Электротехника. 1999. № 8. С.5–11.
4. Попов А.Н. Новые исследования в теории электропривода постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1997. Т.1.

Электроприводы для насосов, применяемых в нефтедобывающей промышленности

ЛОГИНОВ С.Е., САЛЬНОВ А.С., инженеры, ТУБИС Я.Б., доктор электротехники

НПП «ЭЛМАШ»

Тенденция к увеличению стоимости, а порой и дефицитности электроэнергии обостряют необходимость поиска технических решений, способствующих энергосбережению. Одна из наиболее эффективных возможностей энергосбережения — это создание электроприводов, максимально учитывающих параметры и специфику работы приводного механизма. Поэтому каждой нашей разработке предшествуют эксплуатационные исследования. Разработки асинхронных приводов ведутся нами в тесном взаимодействии со специалистами ОАО «ВЭМЗ», создателями станций управления асинхронными двигателями, заводами изготовителями станков-качалок и других насосов, а главное с нефтяниками, эксплуатирующими это оборудование. Такой подход позволяет, с одной стороны, максимально учитывать требования и пожелания заказчиков, с другой, — оперативно разрабатывать, а главное поставлять электрооборудование с высокими потребительскими качествами.

В настоящее время наше предприятие совместно со специалистами АНК «Башнефть» и ВНИИ «Сигнал» занимается разработкой и подготовкой к эксплуатационным испытаниям ступенчато-регулируемого электропривода для перекачки газожидкостной смеси на кустовых (КНС) и дожимных (ДНС) насосных станциях. Применение автоматического регулирования по объему подачи газожидкостной смеси на КНС и ДНС позволит сэкономить электроэнергию, высвободить обслуживающий персонал и, главное, перейти на более высокий технологический уровень добычи и перекачки нефтепродуктов. Изменения частоты вращения электродвигателей предполагается выполнять в двух вариантах приводов: плавный частотный и ступенчато-регулируемый. Для ступенчатого регулирования частоты вращения КНС и ДНС специально разработан четырехскоростной асинхронный двигатель во взрывозащищенном исполнении АВР280L12/8/6/4 с частотами вращения 500, 750, 1000 и 1500 об/мин и соответствующими мощностями 15, 40, 45 и 90 кВт. Для управления асинхронным двигателем АВР280L12/8/6/4 ВНИИ «Сигнал» разработал ступенчатый регулятор мощности СРМ-4-100-01 с устройством автоматического переключения частот вращения и обратной связью от датчика давления. Ступенчатый регулятор обеспечивает воз-

можность ввода регулировочных параметров и порогов срабатывания защит.

На нефтедобывающих предприятиях России в настоящее время работает более 100 тыс. глубинно-насосных установок с электрическими приводами мощностью от 1,5 до 45 кВт. Анализ наших совместно с нефтяниками Татарии и Башкирии многолетних исследований нагрузочных режимов работы станков-качалок показывает, что в большинстве случаев номинальная мощность ранее уставленных на станках-качалках электродвигателей не соответствует реальным нагрузкам и они работают с низкими энергетическими параметрами. Отсутствие контроля режимов работы и состояния электрооборудования является серьезным препятствием рациональной эксплуатации станков-качалок, что приводит к повышению удельных затрат электроэнергии на добычу нефти и эксплуатацию электрооборудования. Правильный выбор асинхронных двигателей по основным электротехническим (мощности, энергетические и механические характеристики, частоты вращения) и надежностным параметрам во многом определяет, с одной стороны, первоначальные затраты и стоимость эксплуатационных расходов, с другой, — параметры самих электродвигателей. Использование электродвигателей завышенной мощности, как показали наши исследования в ОА «Татнефть», ухудшало в значительной мере экономические показатели установок и приводило к их удорожанию, большим потерям электроэнергии за счет снижения фактического КПД асинхронных двигателей, низкому $\cos \phi$ (значение которого непосредственно влияет на загрузку распределительных сетей). Затраты на эксплуатацию станков-качалок также значительно увеличивались из-за отсутствия эффективной защиты от аварийных тепловых режимов асинхронных двигателей и исполнение электродвигателей, позволяющих надежно работать на открытом воздухе.

В результате исследования фактических параметров асинхронных двигателей для привода станков-качалок в нефтедобывающей промышленности Татарстана и Башкортостана возникла необходимость создания специальной серии электродвигателей, учитывающих специфические условия их эксплуатации.

Характерной особенностью специальной серии асинхронных двигателей для привода стан-

ков-качалок была разработка и поставка низкооборотных электродвигателей для привода этих насосов, установленных на малodeбитных нефтяных скважинах. При разработке низкооборотных асинхронных двигателей с целью оперативного внедрения и сокращения затрат при подготовке производства была проведена максимальная унификация конструктивных элементов с электродвигателями, выпускаемыми ОАО «ВЭМЗ», учтены стандартизованные установочно-присоединительные размеры. Установленные на станках-качалках малodeбитных скважин АО «Татнефть» низкооборотные асинхронные двигатели окупались за 6—8 мес. В настоящее время в нефтедобывающей промышленности только Татарии работает около 8 тыс. таких электрических машин.

Отличительными особенностями модификации асинхронных двигателей для привода станков-качалок являются:

- синхронная частота вращения ротора 500 об/мин;

- увеличенные пусковые моменты (особенно при частотах вращения ротора 500 и 750 об/мин);

- усиленный подшипниковый узел со стороны свободного конца вала, позволяющий выдерживать повышенные шкивовые нагрузки;

- климатические исполнения У1 и УХЛ1, позволяющие надежно защитить электродвигатель от воздействия окружающей среды при их работе на открытом воздухе без навеса и, особенно, в районах с холодным климатом;

- встроенная температурная защита, обеспечивающая отключение электродвигателей, надежно защищающая электродвигатель от любого аварийного теплового режима [1].

Встроенная температурная защита эффективно применяется на асинхронных двигателях, установленных на станках-качалках, работающих в АО «Татнефть» и АНК «Башнефть». По данным АО «Татнефть» асинхронные двигатели, оснащенные встроенной температурной защитой, выходят в 6,3 раза реже из строя, чем обычные электродвигатели без этой защиты.

Для привода станков-качалок нами разработаны и более пяти лет поставляются восемнадцать типоразмеров асинхронных двигателей в диапазоне синхронных частот от 500 до 1500 об/мин и мощностью на валу от 7,5 до 37 кВт. Более двенадцати тысяч наших электродвигателей эффективно работают на станках-качалках в нефтяных регионах России (АО «Татнефть», АНК «Башнефть»; АО «Удмуртнефть», в суровых условиях Сибири и др.), Белоруссии, Казахстана и Узбекистана. За все годы поставки мы получили много хороших отзывов. Нашими электродвигателями оснащаются станки-качалки, выпускаемые ГПО «Уралтрансмаш» (г.Екатеринбург), ОАО «Ижнефтемаш» (г.Ижевск), ОАО «Мотовили-

хинские заводы» (г.Пермь).

Последнее время наше предприятие совместно с нефтяниками Татарии, Башкирии, Удмуртии, Ямала уделяет внимание разработке и эксплуатации многоскоростных асинхронных двигателей для привода станков-качалок. Изменение дебитности нефтяных скважин, проблемы экономии электроэнергии при добыче нефти привели к необходимости регулирования частоты вращения электродвигателей, используемых для привода станков-качалок. Регулирование частоты вращения электродвигателей, установленных на станках-качалках позволяет оптимизировать режим добычи газожидкостной смеси в течение всего процесса эксплуатации скважин независимо от ее дебитности. Надежным и сравнительно дешевым является применение ступенчато-регулируемого электропривода, основывающегося на применении многоскоростных асинхронных двигателей. Нашим предприятием совместно с ОАО «ВЭМЗ» на базе разработанных односкоростных электродвигателей созданы и выпускаются двухскоростные асинхронные двигатели 5A200L12/6СНБУ1 и 5A225M12/6СНБУ1, которые имеют по две синхронные частоты вращения 500 и 1000 об/мин и мощности на валу от 11 до 25 кВт. Габаритно-присоединительные размеры двухскоростных электродвигателей при высоких мощностях и пусковых моментах (по сравнению с другими аналогичными двигателями) позволяют в большинстве случаев без дополнительных монтажных работ заменять ранее установленные односкоростные электродвигатели. Переключение соединений обмоток статора для получения изменения частоты вращения ротора осуществляется либо контактором, либо непосредственным переключением в коробке выводов. Двигатели 5A200L12/6СНБУ1 и 5A225M12/6СНБУ1 четвертый год успешно работают на станках-качалках в нефтяных регионах Татарии и Башкирии. Большой практический интерес представляют разработанные и подготовленные к доставке четырехскоростные асинхронные двигатели 5A250S12/8/6/4СНБУ1 и 5A250M12/8/6/4СНБУ1, которые имеют частоты вращения: 500, 750, 1000 и 1500 об/мин и мощность на валу от 9 до 30 кВт. Снижение частоты вращения сопровождается пропорциональным снижением мощности, что позволяет значительно повысить фактические энергетические показатели. Габаритно-присоединительные размеры четырехскоростных асинхронных двигателей выполнены в соответствии с действующими стандартами. Многоскоростные двигатели оснащены встроенной температурной защитой и имеют исполнение У1 и УХЛ1 (для холодного климата). Для управления многоскоростными асинхронными двигателями, установленными на

станках-качалках, применяются: для двухскоростных — станции управления типа БМС-1УДД, для четырехскоростных — БМС-1УЧД, разработанные и изготавливаемые ОКБ нефтяного приборостроения (г.Ижевск). В настоящее время ОКБ нефтяного приборостроения работает над автоматизацией переключения частот вращения асинхронных двигателей, установленных на танках-качалках в зависимости от дебитности нефтяных скважин. Четырехскоростные асинхронные двигатели со станциями управления БМС-1УЧД устанавливаются на станках-качалках для опытной эксплуатации в нефтяных регионах Башкортостана и Удмуртии.

Обычно проектировщики и изготовители станков-качалок, а иногда и эксплуатационники вынуждены при работе в суровых зимних условиях или при наличии в скважинах нефти высокой вязкости устанавливать электродвигатели завышенной мощности. Такое техническое решение повышает стоимость станка-качалки, а главное резко ухудшает энергетические параметры станка-качалки при эксплуатации. Наше предприятие совместно с ВЭМЗ разработало асинхронные двигатели для привода станков-качалок, имеющих почти в 1,4 раза больший пусковой момент, без увеличения габаритов и ухудшения энергетических характеристик этих электрических машин. Мы готовы в этом году начать поставку нашим заказчикам асинхрон-

ных двигателей с повышенным моментом при пуске для привода станков-качалок.

Специфика работы станков-качалок характерна большим потреблением реактивной мощности. Как показывает опыт эксплуатации станков-качалок даже при высоких номинальных энергетических параметрах асинхронных двигателей, хорошей отладке и настройке станка-качалки, высокой дебитности скважины эксплуатационный $\cos \varphi$ не превышает 0,605 [2] (по нашим исследованиям в АО «Татнефть» не более 0,2—0,4). Проведенные нами испытания в АО «Татнефть» показали, что применением специального регулятора можно значительно повысить коэффициент мощности: в двигателях, установленных на станках-качалках, удалось поднять $\cos \varphi$ практически в два раза. Причем этот регулятор может обладать еще дополнительными свойствами: обеспечивать плановый пуск, защиту электродвигателя и т.д. В настоящее время мы с нашими исполнителями приступили к изготовлению макетных образцов.

Список литературы

1. Воробьев В.А., Тубис Я.Б., Никитина И.В. Состояние и перспективы совершенствования температурной защиты электродвигателей. М.: Информэлектро, 1990.
2. Меньшов Б.Г., Суд И.И., Яризов А.Д. Электрооборудование нефтяной промышленности. М.: Недра, 1990.

Статистическое моделирование в оценке технического ресурса элементов нерегулируемых электроприводов

БУТОРИН В.А., канд. техн. наук

Челябинский ГАУ

Приведены алгоритмы моделирования случайных величин и структурная схема статистического моделирования технического ресурса элементов нерегулируемых электроприводов, позволяющие исключить громоздкие преобразования и большую трудоемкость расчета этого ресурса обычными аналитическими методами.

Ресурс нерегулируемого электропривода определяется ресурсом его элементов. Технический ресурс элементов при эксплуатации зависит от их запаса по износу $\Delta h = H - h_p$, где H — предельный износ; h_p — текущий износ.

Значения h_p элементов, для которых требуется определить технический ресурс, обычно фиксируются после ремонта объектов перед отправлением в эксплуатацию или во время технической диагностики. Микрометрирование h_p для подшипниковых узлов (ПУ) электродвигателей, контактов (К) магнитных пускателей, контактно-щеточных узлов (КЩУ) автотрак-

торных генераторов показало, что он носит случайный характер и описывается различными законами распределения.

Полученное нами выражение для определения технического ресурса (T) элементов нерегулируемых электроприводов имеет вид

$$T = q \sqrt{\frac{\alpha \tau}{y_{t=1}}} \left(\sqrt[3]{H - h_0} - \sqrt[3]{h_p - h_0} \right), \quad (1)$$

где $y_{t=1}$ — скорость изнашивания элемента при наработке, равной единице ($t=1$); h_0 — износ элемента за период приработки, который является вполне определенным постоянным зна-

чением; α — коэффициент, характеризующий конструктивно-технологические особенности и характер изменения параметра технического состояния элемента от наработки; τ — коэффициент размерностей, численно равный 1.

При отсутствии сведений о коэффициенте α его следует определить путем специально поставленных стендовых испытаний. Для этого действующие на износ факторы устанавливаются на среднем (нулевом) уровне и после периода приработки фиксируются износы испытываемого элемента h_1, h_2, \dots, h_l при соответствующих наработках t_1, t_2, \dots, t_l ($t_1 > t_{l-1} > \dots > t_2 > t_1$), где l — число наблюдений ($l = 5 \div 7$).

Коэффициент α с учетом полученных результатов находится по выражению

$$\alpha = \frac{\sum_1^l (x_j - m_x)(y_j - m_y)}{\sum_1^l (x_j - m_x)^2}, \quad (2)$$

где $x_j = \lg t_j$; $y_j = \lg h_j$; $m_x = \frac{\sum_1^l x_j}{l}$; $m_y = \frac{\sum_1^l y_j}{l}$.

Проведенные испытания на стендах [1–4] показали, что коэффициент α для ПУ равен 1,04; для КЩУ — 0,81; для К — 1.

Наиболее перспективным способом определения $y_{i=1}$ являются ускоренные стендовые испытания, результаты которых позволяют получить функциональную зависимость $y_{i=1}$ исследуемого элемента от действующих факторов в полиномиальном виде. После раскодирования согласно выражений, представленных в [5], зависимость скорости изнашивания от действующих факторов в натуральных единицах измерения имеет вид

$$y_{i=1} = b_0 + \sum_1^k b_i x_i + \sum_{i < j} b_{ij} x_i x_j + \dots, \quad (3)$$

где $x_i, x_j \dots$ — основные факторы, влияющие на изнашивание элемента; b_0, b_i, b_{ij} — коэффициенты регрессии полинома.

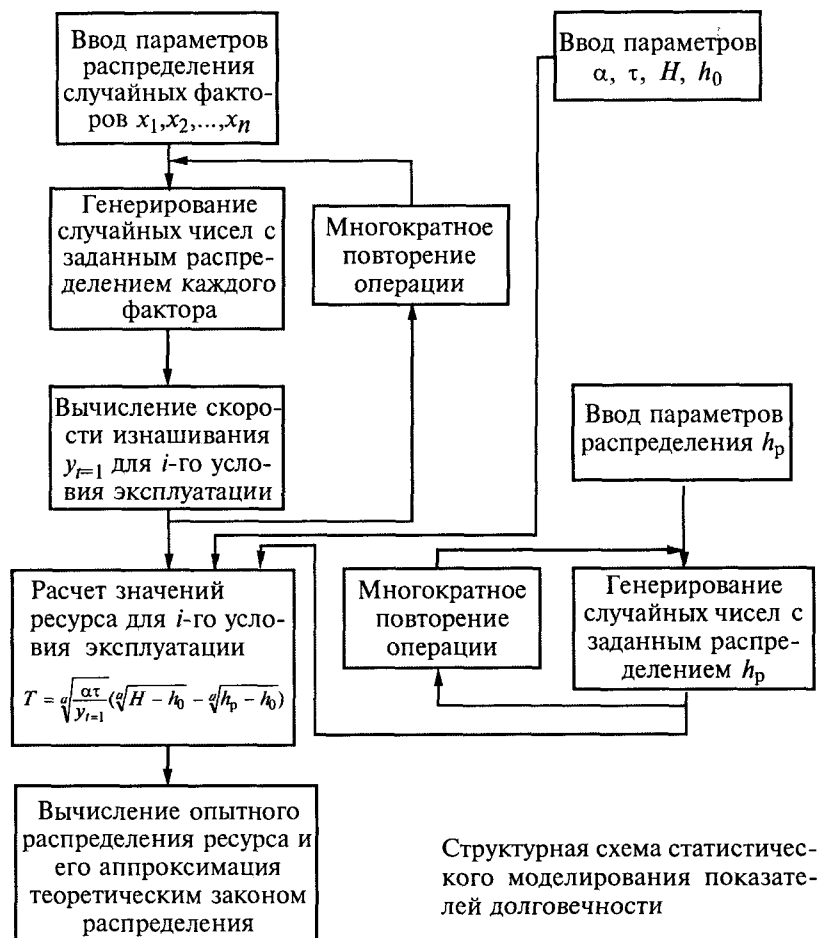
Факторы (нагрузки, скоростные режимы, условия окружающей среды и т.д.) являются случайными, вследствие этого и скорость изнашивания будет также случайной величиной.

Анализ выражения (1) показывает, что технический ресурс является функцией двух случайных величин. Его решение, с целью определения вероятностных характе-

ристик, приводит к громоздким и трудоемким преобразованиям, вызванным необходимостью взятия двойного интеграла. В этом случае расчет параметров технического ресурса целесообразно проводить с помощью метода статистического моделирования (метода Монте-Карло) [6].

Основная идея метода [7] заключается в многократном расчете ресурса испытываемой детали по некоторой формализованной схеме (рисунк), являющейся математическим описанием данного процесса. При этом для случайных параметров моделируются значения в соответствии с их законами распределения. Каждое статистическое испытание заключается в выявлении одной из реализаций случайного процесса, так как подставляя, хотя и случайным образом выбранные, зафиксированные аргументы, получаем детерминированную зависимость, которая описывает данный процесс при принятых условиях. Многократно повторяя испытания по данной схеме получим с помощью ЭВМ большое число реализаций значений ресурса, которые позволят произвести оценку параметров распределения этого ресурса.

Для получения алгоритма при моделировании случайных величин, распределенных по



Структурная схема статистического моделирования показателй долговечности

Алгоритмы моделирования случайных величин

Вероятностный закон	Плотность распределения	Алгоритмы
Показательный закон	$f(x) = \lambda e^{-\lambda x}$	$x_i = -\frac{1}{\lambda} \ln F(x_i)$
Закон Релея	$f(x) = 2\sigma^2 x e^{-\sigma^2 x^2}$	$x_i = -\frac{1}{\sigma} \sqrt{-\ln F(x_i)}$
Двухпараметрический закон Вейбулла	$f(x) = ab^a x^{a-1} e^{-b^a x^a}$	$x_i = -\frac{1}{b} \sqrt[a]{-\ln F(x_i)}$
Закон равномерной плотности	$f(x) = \frac{1}{b-a}$	$x_i = (b-a)F(x_i) + a$
Закон Пуассона	$P(x) = \frac{(\lambda x)^m}{m!} e^{-\lambda x}$	$x_i = -\frac{1}{\lambda} \ln F(x_i)$
Гамма-распределение (сумма нескольких показательных законов)	$f(x) = \frac{\lambda^a}{\Gamma(a)} x^{a-1} e^{-\lambda x}$	$x_i = -\frac{1}{\lambda} \sum_{i=1}^a \ln F(x_i)$
Закон Эрланга	$f(x) = \frac{4x}{n^2} e^{-\frac{2x}{m}}$	$e^{\frac{2x_i}{m} \left(\frac{2x_i}{m} + 1 \right)} = F(x_i)$

различным вероятностным законам, необходимо интегральную функцию закона выразить явно относительно аргумента [8]. Например, для показательного закона.

$$f(x) = \lambda e^{-\lambda x}; F(x) = \int_0^x \lambda e^{-\lambda x} = 1 - e^{-\lambda x}, \quad (4)$$

откуда

$$x_i = -\frac{1}{\lambda} \ln[1 - F(x_i)]; 0 \leq F(x_i) \leq 1. \quad (5)$$

Учитывая, что значение $F(x_i)$ равномерно распределено на участке $[0,1]$, случайная величина $1-F(x_i)$ имеет также равномерное распределение на данном участке. Поэтому при статистическом моделировании вместо (5) пользуются формулой

$$x_i = -\frac{1}{\lambda} \ln F(x_i). \quad (6)$$

Алгоритмы моделирования некоторых часто встречающихся случайных величин приведены в таблице.

Способы получения алгоритмов моделирования случайных величин, не описывающихся конкретными законами, а также подчиняющимся нормальному и логарифмически нормальному законам представлены в [6].

Для моделирования случайных величин поступают следующим образом. Получают интегральную зависимость $F(x_i)$, значение ее всегда равномерно распределено на участке $[0,1]$, с помощью ЭВМ генератором случайных чисел выбирают значения $0 \leq F(x_i) \leq 1$, для которых находят отвечающие им x_i .

Таким образом, статистическое моделирование, проведенное по описанной структурной схеме с использованием алгоритмов моделирования случайных чисел, позволяет определить параметры распределения ресурса элементов нерегулируемых электроприводов и исключить значительную трудоемкость и громоздкость преобразований решения поставленной задачи обычными аналитическими методами.

Список литературы

1. Буторин В.А. Стенд для ресурсных испытаний подшипниковых узлов электродвигателей. Челябинск: ЦНТИ, 2000. № 83-170-00.
2. Буторин В.А., Девятков В.Д. Стенд по испытанию на надежность контактно-щеточных узлов автотракторных генераторов//Вестник ЧГАУ. 1996. Т.17. С.104—107.
3. Буторин В.А. Схема испытаний на коммутационную долговечность контактов магнитных пускателей. Челябинск: ЦНТИ. 2000. № 83-160-00.
4. Дулин В.А. Методы исследования надежности НВА. М.: Энергия, 1970.
5. Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.Л. Испытания и надежность электрических машин. М.: Высшая школа, 1998.
6. Бусленко Н.П. Метод статистического моделирования. М.: Статистика, 1970.
7. Проников А.С. Надежность машин. М.: Машиностроение, 1978.
8. Завадский Ю.В. Решение задач автомобильного транспорта методом имитационного моделирования. М.: Транспорт, 1977.

Моделирование пуска синхронного двигателя с учетом насыщения и угла магнитного запаздывания

ШЕСТАКОВ А. В.

Представлена методика расчета переходных процессов в синхронном двигателе с учетом насыщения, потерь в стали и угла магнитного запаздывания на основе дифференциальных уравнений Парка-Горева. Приведена матрица взаимных индуктивностей в координатах d, q , жестко связанных с ротором, с учетом названных факторов.

Смешанная система дифференциальных уравнений синхронного двигателя (СД) в осях d и q , вращающихся вместе с ротором, согласно [1], имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} d\dot{\Psi}_d/dt &= -\sin\theta + \dot{\Psi}_q \dot{\omega}_r - \dot{i}_d \dot{R}_a; \\ d\dot{\Psi}_f/dt &= \dot{U}_f - \dot{i}_f \dot{R}_f; \\ d\dot{\Psi}_{yd}/dt &= -\dot{i}_{yd} \dot{R}_{yd}; \\ d\dot{\Psi}_q/dt &= \cos\theta - \dot{\Psi}_d \dot{\omega}_r - \dot{i}_q \dot{R}_a; \\ d\dot{\Psi}_{yq}/dt &= -\dot{i}_{yq} \dot{R}_{yq}; \\ d\dot{\omega}_r/dt &= \frac{pS_{\text{баз}}}{J\omega_1^2} (\dot{M}_{\text{эм}} - \dot{M}_c - \dot{M}_m); \\ d\theta/dt &= 1 - \dot{\omega}_r; \\ \dot{M}_{\text{эм}} &= (\dot{\Psi}_d \dot{i}_q - \dot{\Psi}_q \dot{i}_d); \\ d\dot{\gamma}_r/dt &= \dot{\omega}_r, \end{aligned} \right\} (1)$$

где \dot{U}_f — напряжение обмотки возбуждения; $\dot{R}_a, \dot{R}_f, \dot{R}_{yd}, \dot{R}_{yq}$ — соответственно активные сопротивления обмоток якоря, возбуждения, демпферной обмотки по продольной и поперечной осям; $\dot{\Psi}_d, \dot{\Psi}_q, \dot{\Psi}_f, \dot{\Psi}_{yd}, \dot{\Psi}_{yq}$ — соответственно потокосцепления обмоток якоря по осям d и q , обмотки возбуждения, демпферной обмотки по осям d и q ; $\dot{i}_d, \dot{i}_f, \dot{i}_{yd}, \dot{i}_q, \dot{i}_{yq}$ — токи соответствующих обмоток; $\dot{\omega}_r$ — угловая частота вращения ротора; $\dot{M}_{\text{эм}}$ — электромагнитный момент; \dot{M}_c — момент сопротивления нагрузки; \dot{M}_m — момент от трения в подшипниках и от вентиляционных потерь; все параметры в относительных единицах; θ — угол нагрузки СД, рад; γ_r — угол между осью q ротора и осью неподвижной системы координат α , рад; J — момент инерции ротора, кг·м²; $S_{\text{баз}} = mI_{\text{баз}} U_{\text{баз}}$ — базисная мощность, В·А; p — число пар полюсов СД.

В дальнейшем все расчеты ведутся в относительных единицах и звездочку над переменными можно опустить.

Потокосцепления в (1) являются функцией токов обмоток, а также их собственных и взаимных индуктивностей, которые, как известно, в относительных единицах равны соответствующим индуктивным сопротивлениям.

Потери в стали, вызванные гистерезисом и вихревыми токами, приводят к тому, что поля возбуждения и реакции якоря синхронной машины (СМ) отстают от вызывающих их МДС на угол магнитного запаздывания γ . При разложении отрезков кривых индукций, приходящихся на полюс, в ряд Фурье (рис.1) можно получить следующие выражения для первых гармоник индукции реакции якоря по продольной и поперечной осям [3], Тл:

$$B_{ad1} = B_{ad} K_d \cos\gamma; \quad B_{aq1} = B_{aq} K_q \cos\gamma, \quad (2)$$

где B_{ad}, B_{aq} — соответственно амплитуды индукции по продольной и поперечной осям, Тл; K_d, K_q — коэффициенты формы поля по продольной и поперечной осям.

Кроме того, поля продольной и поперечной реакции якоря при наличии угла магнитного запаздывания оказывают взаимноиндуктивное влияние друг на друга. Для того, чтобы пока-

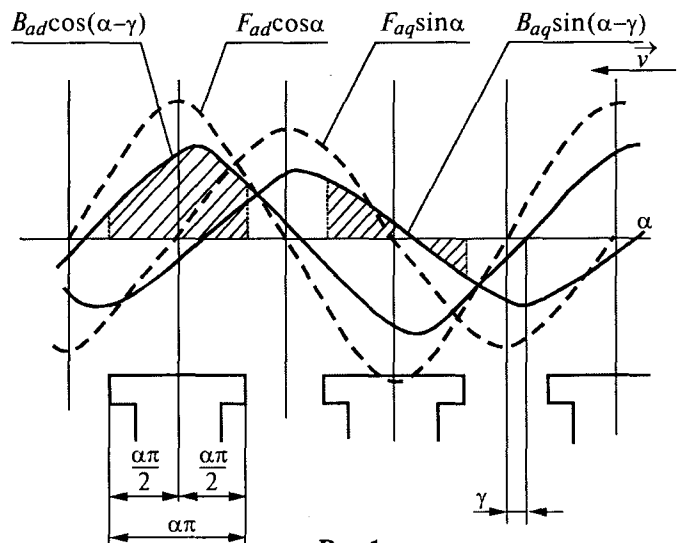


Рис.1.

зять это, необходимо разложить в ряд Фурье отрезок кривой, приходящейся на середину межполюсного пространства (рис.1):

$$B_{qd1} = -B_{aq}K_d \sin \gamma; \quad B_{dq1} = B_{ad}K_q \sin \gamma, \quad (3)$$

где B_{qd1} — составляющая продольного поля от действия поперечного, Тл; B_{dq1} — составляющая поперечного поля от действия продольного, Тл.

Насыщение также влияет на параметры СМ, уменьшая главные индуктивные сопротивления и создавая дополнительные продольно-поперечные составляющие индукций. Эти составляющие поля можно учесть в виде, предложенном в [2]. С учетом угла магнитного запаздывания и насыщения основные и дополнительные составляющие индуктивных сопротивлений СМ (Ом) запишутся в виде:

$$\begin{aligned} X_{adnc} &= X_{ad}(\xi_d + \cos \gamma); & X_{aqnc} &= X_{aq}(\xi_q + \cos \gamma); \\ X_{qdnc} &= X_{aq}(\xi_{qd} + \sin \gamma); & X_{qdnc} &= X_{ad}(\xi_{dq} + \sin \gamma). \end{aligned} \quad (4)$$

Индекс "нс" означает, что составляющие индуктивных сопротивлений взяты с учетом насыщения и потерь в стали. Все критериальные коэффициенты в [2] являются функциями действующего значения коэффициента насыщения якорного магнитопровода k_{za} .

С учетом насыщения, потерь в стали и того, что продольно-поперечные составляющие от действия токов и потокосцеплений поперечной оси противоположны по направлению потокосцеплению по продольной оси, можно записать:

$$\begin{aligned} \Psi_f &= X_{adnc} i_d + X_{fnc} i_f + X_{adnc} i_{yd} - X_{qdnc} i_q - X_{qdnc} i_{yq}; \\ \Psi_{yd} &= X_{adnc} i_d + X_{adnc} i_f + X_{ydnc} i_{yd} - X_{qdnc} i_q - X_{qdnc} i_{yq}; \\ \Psi_d &= X_{dnc} i_d + X_{adnc} i_f + X_{adnc} i_{yd} - X_{qdnc} i_q - X_{qdnc} i_{yq}; \quad (5) \\ \Psi_q &= X_{dqnc} i_d + X_{dqnc} i_f + X_{dqnc} i_{yd} + X_{qnc} i_q + X_{aqnc} i_{yq}; \\ \Psi_{yq} &= X_{dqnc} i_d + X_{dqnc} i_f + X_{dqnc} i_{yd} + X_{aqnc} i_q + X_{yqnc} i_{yq}; \end{aligned}$$

где $X_{dnc} = X_\sigma + X_{ad} \cos \gamma \xi_d$; $X_{fnc} = X_{\sigma f} + X_{ad} \cos \gamma \xi_d$; $X_{ydnc} = X_{\sigma yd} + X_{ad} \cos \gamma \xi_d$; $X_{qnc} = X_\sigma + X_{aq} \cos \gamma \xi_q$; $X_{yqnc} = X_{\sigma yq} + X_{aq} \cos \gamma \xi_q$; X_σ , $X_{\sigma f}$, $X_{\sigma yd}$, $X_{\sigma yq}$ — соответственно индуктивные сопротивления рассеяния обмоток: якоря, возбуждения, демпферной по продольной оси, демпферной по поперечной оси.

Система в матричной форме имеет вид:

$$\|\Psi\| = \|A\| \times \|I\|, \quad (6)$$

где $\|\Psi\| = \text{colon} (\Psi_d, \Psi_f, \Psi_{yd}, \Psi_q, \Psi_{yq})$, — матрица потокосцеплений;

$\|I\| = \text{colon} (i_d, i_f, i_{yd}, i_q, i_{yq})$ — матрица токов.

Матрица относительных индуктивностей

выглядит следующим образом:

$$\|A\| = \begin{vmatrix} X_{dnc} & X_{adnc} & X_{adnc} & -X_{qdnc} & -X_{qdnc} \\ X_{adnc} & X_{fnc} & X_{adnc} & -X_{qdnc} & -X_{qdnc} \\ X_{adnc} & X_{adnc} & X_{ydnc} & -X_{qdnc} & -X_{qdnc} \\ X_{dqnc} & X_{dqnc} & X_{dqnc} & X_{qnc} & X_{aqnc} \\ X_{dqnc} & X_{dqnc} & X_{dqnc} & X_{aqnc} & X_{yqnc} \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Решение (6) имеет вид:

$$\|I\| = \|A^{-1}\| \times \|\Psi\| = \|B\| \times \|\Psi\|. \quad (8)$$

Система уравнений (1) для ее решения приводится к каноническому виду, где токи выражены через потокосцепления:

$$\begin{cases} d\Psi_d/d\tau = -\sin \theta - R_a \left(b_{11} \Psi_d + b_{12} \Psi_f + b_{13} \Psi_{yd} + \right. \\ \left. + \left(b_{14} - \frac{\omega_r}{R_a} \right) \Psi_q + b_{15} \Psi_{yq} \right); \\ d\Psi_f/d\tau = U_f(1-k) - (R_f + R_n k)(b_{21} \Psi_d + \\ + b_{22} \Psi_f + b_{23} \Psi_{yd} + b_{24} \Psi_q + b_{25} \Psi_{yq}); \\ d\Psi_{yd}/d\tau = -R_{yd}(b_{31} \Psi_d + b_{32} \Psi_f + b_{33} \Psi_{yd} + \\ + b_{34} \Psi_q + b_{35} \Psi_{yq}); \\ d\Psi_q/d\tau = \cos \theta - R_a \left(\left(\frac{\omega_r}{R_a} + b_{41} \right) \Psi_d + b_{42} \Psi_f + \right. \\ \left. + b_{43} \Psi_{yd} + b_{44} \Psi_q + b_{45} \Psi_{yq} \right); \quad (9) \\ d\Psi_{yd}/d\tau = -R_{yd}(b_{51} \Psi_d + b_{52} \Psi_f + b_{53} \Psi_{yd} + \\ + b_{54} \Psi_q + b_{55} \Psi_{yq}); \\ d\omega_r/d\tau = \frac{pS_{\text{баз}}}{J\omega_1^2} (M_{\text{эм}} - M_c - M_m); \\ d\theta/d\tau = 1 - \omega_r; \\ M_{\text{эм}} = (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d); \\ d\gamma_r/d\tau = \omega_r, \end{cases}$$

где $b_{11} \div b_{55}$ — коэффициенты матрицы $\|B\|$.

В результате преобразований по формуле Фробениуса [4] авторами были получены алгебраические зависимости [3] для каждого из коэффициентов b_{ij} обратной матрицы $\|B\|$. Аналитические выражения для коэффициентов обратной матрицы существенно сокращают время расчета переходных процессов на ЭВМ.

При моделировании переходных процессов при пуске СД на холостом ходу в системе (9) предполагается, что при разгоне ротора до подсинхронной скорости обмотка возбуждения отключена от источника постоянного напряжения и замкнута на пусковое сопротивление R_n (при

этом в (9) коэффициент $k = 1$); при достижении ротором подсинхронной скорости $\omega_r = 0,95$ происходит включение обмотки возбуждения на соответствующее постоянное напряжение (при этом далее в (9) $k = 0$).

При расчете относительных значений индуктивных сопротивлений по (4) используются критериальные коэффициенты насыщения, которые являются функцией интегрального значения коэффициента насыщения якоря k_{za} , который определяется с помощью зависимости $E_{\delta л*} = f(k_{za})$, построенной в относительных единицах по действующему значению ЭДС воздушного зазора $E_{\delta л*}$.

В СД это значение можно определить следующим образом, о.е.:

$$E_{\delta л*} = \left(\sqrt{E_{\delta x}^2 + E_{\delta y}^2} \right) / U_{1 нф}, \quad (10)$$

где $E_{\delta x} = U_{1 нф} - I_{а л} R_a \cos \varphi_{ср} - I_{а л} X_{\sigma} \sin \varphi_{ср}$;
 $E_{\delta y} = I_{а л} R_a \sin \varphi_{ср} - I_{а л} X_{\sigma} \cos \varphi_{ср}$;

Для определения $E_{\delta л*}$ используется при интегрировании по методу трапеций [4] действующее значение (за период) тока якоря, А:

$$I_{а л} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_a^2 dt} = I_{баз} \sqrt{hf \left(\frac{\dot{I}_{a,i-n}^2}{2} + \dot{I}_{a,i-(n-1)}^2 + \dots + \dot{I}_{a,i-1}^2 + \frac{\dot{I}_{a,i}^2}{2} \right)}, \quad (11)$$

где $\dot{I}_{a,i-n} \dots \dot{I}_{a,i}$ — мгновенные значения тока фазы якоря, о.е.; n — число шагов интегрирования за период; h — шаг интегрирования, с; f — частота сети, Гц;

$$\dot{I}_{a,i} = -\dot{I}_{d,i} \sin(\gamma_{r,i} - \gamma_{r0}) - \dot{I}_{q,i} \cos(\gamma_{r,i} - \gamma_{r0});$$

где $\gamma_{r,i}$ — значение угла из системы (9), рад; γ_{r0} — начальная фаза переходного процесса, рад.

Кроме того, необходимо знать интегральное значение угла $\varphi_{ср}$ между током и напряжением. Это значение (рад) определяется следующим образом:

$$\varphi_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi(t) dt = hf \left(\frac{\varphi_{i-n}}{2} + \varphi_{i-(n-1)} + \dots + \varphi_i + \frac{\varphi_i}{2} \right), \quad (12)$$

где $\varphi_i = \omega_1 t - \gamma_{r,i} - \psi_i + \pi$ — мгновенные значения угла φ , рад; ψ_i — мгновенное значение угла между вектором тока и осью q системы координат (d,q) , рад. Значение ψ_i определяется через отношение проекций тока якоря на оси d и q (т.е. токи i_d и i_q).

Значение угла магнитного запаздывания γ определяется на каждом шаге интегрирования

по формуле:

$$\gamma = \arctg \left(\frac{P_c}{P_{\text{эм.л}}} \right), \quad (13)$$

где $P_{\text{эм.л}}$ — действующее значение электромагнитной мощности, которое находится на каждом текущем шаге интегрирования за предыдущие n шагов, Вт;

$$P_{\text{эм.л}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P_{\text{эм.л}}^2 dt} = \sqrt{hf_1 \left(\frac{P_{\text{эм}i-n}^2}{2} + P_{\text{эм}i-(n-1)}^2 + \dots + P_{\text{эм}i-1}^2 + \frac{P_{\text{эм}i}^2}{2} \right)}; \quad (14)$$

$P_{\text{эм}i} \dots P_{\text{эм}i-12}$ — мгновенные значения электромагнитной мощности, Вт.

При этом потери в стали, Вт

$$P_c = \frac{E_{\delta л}^2}{E_{\delta ном}^2} [(P_{cr} + P_{с.л\sigma}) S^{1,5} + P_{с.л}], \quad (15)$$

где s — скольжение ротора двигателя, о.е.; P_{cr} — потери в стали ротора, Вт, при $s = 1$; $P_{с.л\delta}$ — добавочные потери, Вт, при $s = 1$; $P_{с.л}$ — потери в стали статора при номинальной ЭДС, Вт; $E_{\delta л} = E_{\delta л*} U_{1 ном}$; $E_{\delta ном}$ — ЭДС воздушного зазора при номинальной нагрузке, В.

Для нахождения значений коэффициентов $\xi_d, \xi_q, \xi_{qd}, \xi_{dq}$ по значению коэффициента k_{za} они были аппроксимированы в виде степенных функций [3] (по зависимостям, представленным в [2]).

В свою очередь, для определения k_{za} по действующему значению ЭДС $E_{\delta л*}$ частичная харак-

теристика намагничивания $E_{\delta л*} = f \left(\frac{F_{\delta за}}{F_{\delta}} \right) = f(k_{za})$ также аппроксимировалась в виде степенной функции. Максимальная погрешность аппроксимации составила не более 3,4%.

При моделировании пуска СД на холостом ходу система дифференциальных уравнений (19) решалась методом Рунге-Кутты при следующих начальных условиях:

$$\psi_{d0} = \psi_{r0} = \psi_{yd0} = \psi_{q0} = \psi_{yq0} = 0; i_{d0} = i_{r0} = i_{yd0} = i_{q0} = i_{yq0} = 0; \theta_0 = 0; \gamma_0 = 0; U_{r0} = 0; M_c = 0.$$

Для расчетов в реальном времени обе части уравнений (9) умножались на ω_1 .

Процесс пуска СД разбивается на два этапа: время асинхронного пуска, т.е. время от момента подключения к сети до момента времени, после которого частота вращения не выходит из интервала $(0,95 \dots 1,05)n_{\text{синх}}$, и время синхронизации $t_{\text{синх}}$ (не более 1 с), в течение которого ротор совершает малые затухающие колебания [6]. В рассматриваемом примере время синхронизации меньше 1 с, и дополнительная форсировка возбуждения не производится.

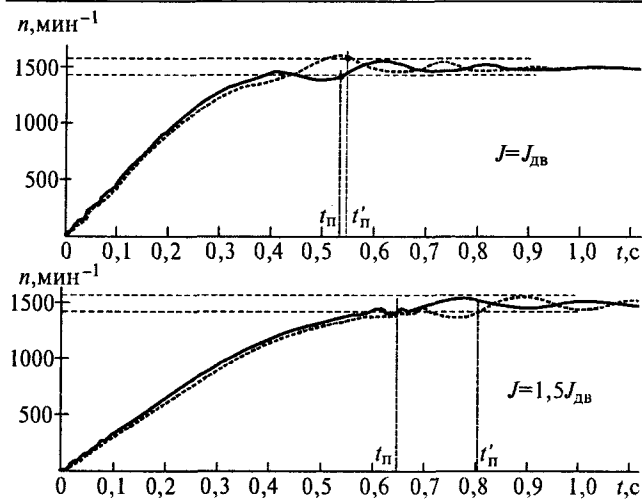


Рис.2.

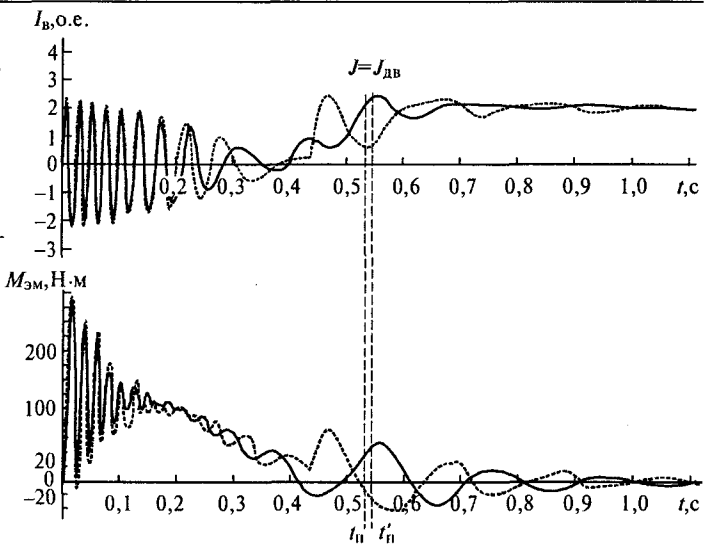


Рис.3.

Для моделирования переходного процесса пуска СД составлена программа на ЭВМ и проведен расчет пуска на холостом ходу синхронной машины с электромагнитным возбуждением типа ЕСС-52-4 мощностью 5 кВт. Результаты расчетов приведены на рис. 2 и 3: на рис.2 — графики частоты вращения при различных значениях момента инерции, а на рис.3 — графики тока возбуждения и электромагнитного момента.

На рис.2, 3 $t_{п}$ — время пуска по классической модели; $t'_{п}$ — время пуска по предлагаемой модели с учетом потерь в стали и угла магнитного запаздывания. Значения $t_{п}$ и $t'_{п}$ определяются как моменты последнего вхождения частоты вращения в пределы $(0,95...1,05)n_{синх}$. Сплошной линией показаны графики величин, рассчитанных по классической модели, а штриховой — с учетом потерь в стали и насыщения.

В таблице приведены результаты расчета по рис.2.

Проведенные расчеты показывают, что с учетом насыщения и потерь в стали происходит существенное увеличение времени пуска по сравнению с классической моделью. Это объясняется тем, что насыщение магнитной цепи и магнитное запаздывание уменьшают магнитные проводимости для потоков взаимной индукции, а значит, ведут к снижению взаимодействующих потоков статора и ротора. Это, в свою очередь, приводит к уменьшению электромагнит-

ного момента и затягиванию времени подключения обмотки возбуждения на напряжение (следовательно, и времени пуска). Особенно указанные факторы проявляются при повышенных моментах инерции, когда наблюдается своеобразное "застревание" ротора несколько ниже подсинхронной скорости (при этом не происходит подключение обмотки возбуждения на соответствующее напряжение). "Застревание" ротора объясняется действием обратного поля, создаваемого обмоткой возбуждения; в предлагаемой модели это действие выше по сравнению с классической моделью, так как ток обмотки возбуждения выше, чем в классической модели, опять же вследствие уменьшения магнитных проводимостей.

В качестве примера на рис.4 приведены осциллограммы из [5] электромагнитного момента, частоты вращения и токов при пуске на холостом ходу асинхронного двигателя (АД) типа АОЗ-24-2 мощностью 3 кВт, $2p = 4$.

При сравнении осциллограмм можно отметить наличие отрицательного всплеска электромагнитного момента у реального АД и в модели СД с учетом насыщения и потерь в стали, чего не наблюдается при расчете по классической модели СД. Можно предположить, что это

Учет насыщения и потерь в стали	Время асинхронного пуска, с		Время синхронизации, с	
	$J = J_{дв}$	$J = 1,5J_{дв}$	$J = J_{дв}$	$J = 1,5J_{дв}$
Без учета	0,503	0,600	0,324	0,400
С учетом	0,524	0,766	0,407	0,453

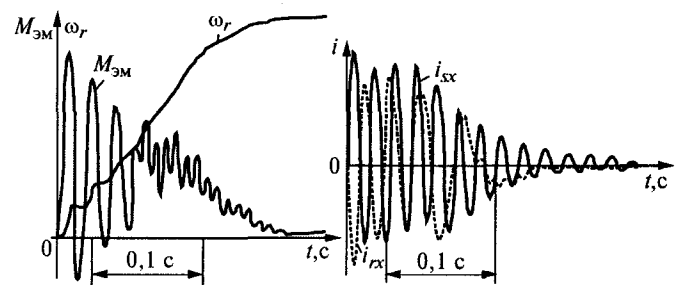


Рис.4.

явление вызвано указанными выше факторами.

Сравнение переходных процессов асинхронного двигателя с СД при его асинхронном пуске допустимо до момента достижения подсинхронной скорости (т.е. до момента подключения обмотки возбуждения СД на постоянное напряжение). В дальнейшем характеры переходных процессов в АД и СД различны, так как в СД происходит дополнительный процесс, связанный с затуханием составляющих тока возбуждения.

Список литературы

1. Сипайлов Г.А., Кононенко Е.В., Хорьков К.А. Электрические машины (специальный курс). М.: Высшая школа, 1987.

2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1988.

3. Якимов В.В., Хорошавин В.С., Шестаков А.В. Моделирование статических и динамических режимов работы синхронных электрических машин с учетом насыщения и потерь в стали / ВятГТУ — Киров, 1999. Деп. в ВИНТИ 24.05.99. №1631-В99.

4. Гутер Р.С., Овчинский Б.В. Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта. М.: Наука, 1970.

5. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.

6. Справочник по электрическим машинам/Под ред. И. П. Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1988. Т. 1.

Шестаков Александр Вячеславович — аспирант кафедры "Электропривод и автоматизации промышленных установок" Вятского государственного технического университета. В 1997 г. окончил электротехнический факультет Вятского ГТУ.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

Ветроэнергетические агрегаты и электрификация транспорта¹

ДВИНСКИХ В.А., проф.

Саратовский ГУ им. Н. Г. Чернышевского

Предложена система комплексной электрификации транспорта при расположении вдоль трассы на равном расстоянии друг от друга ветроэлектрических агрегатов, работающих на общую контактную сеть, а в крупных населенных пунктах - преобразовательных подстанций с питанием от промышленной электросети, включаемых в период безветренной погоды.

Во всем мире пристальное внимание уделяется вопросу использования энергии ветра. Например, в [1] обосновывается возможность создания мощных ветроэлектрических агрегатов (ВЭА) единичной номинальной мощностью 2000 кВт для работы комплекса из нескольких ВЭА в энергетической системе. К настоящему времени видны недостатки таких комплексов. Это повышенный шум, влияние на телепередачи, лопасти могут убивать пролетающих птиц. Однако наиболее опасен создаваемый такими ВЭА инфразвук, который вызывает тяжелые нервные расстройства у жителей ближайших городов.

Кроме того, присущее этому источнику энергии непостоянство при относительно малой её плотности и опасения [2] возникновения отрицательного влияния на погодные условия при скоплении в одном месте ВЭА, задерживает их широкое применение для производства электрической энергии.

Комплексная электрификация транспорта в условиях протяженных дорог России позволит осуществить параллельную работу на общую нагрузку ВЭА, разнесенных в пространстве, а при наличии некоторого резерва питания от промышленной электросети обеспечить постоянное движение электрифицированных транспортных средств. Как указано в [3], железнодорожный и автомобильный транспорт потребляют до 10% невозобновляемых топливно-энергетических ресурсов. Поскольку ВЭА находятся на относительно больших расстояниях друг от друга, то, с одной стороны, влияние на погодные условия практически исключается, с другой стороны, обеспечивается охват значительной площади и тем самым сглаживается локальная неравномерность участков по скорости ветра.

В настоящее время имеются благоприятные условия для внедрения комплексной электрификации междугородного транспорта для многих регионов России. Например, в курортной зоне от Новороссийска до Сочи переход на такой вид транспорта обеспечит улучшение эко-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

логической обстановки. Многолетние наблюдения, проведенные в Саратовской области, показывают, что в большинстве дней года скорость ветра колеблется от 8 до 12 м/с, что достаточно для нормальной работы ВЭА.

При комплексной электрификации междугороднего троллейбусного транспорта вдоль дороги на равном расстоянии друг от друга располагаются ВЭА, работающие на общую контактную сеть, а в крупных населенных пунктах размещаются преобразовательные подстанции с питанием от промышленной электросети. Например, по данным длительных наблюдений в Саратовской области число дней со скоростью ветра меньше 5 м/с не превышает 1—2% в году.

Для более эффективного использования ветровой энергии такие ВЭА должны обеспечивать выработку электрической энергии в широком интервале скоростей ветра, иметь на выходе выпрямленное постоянное напряжение, допускать автоматизированный режим работы и обеспечивать сохранение работоспособности после прохождения ураганных ветров. Этим требованиям удовлетворяет ВЭА [4], содержащий однолопастный ветродвигатель с направляющим на ветер устройством в виде удлиненной пластины. Расположенный в нижней части опоры статор с обмоткой и окружающий его ротор с постоянными магнитами образуют однофазный генератор переменного тока. После выпрямления и последующего регулирования получаем на выходе агрегата стабильное напряжение. Ротор через угловую передачу связан с ветродвигателем и может охватываться по внешней стороне тормозными колодками до остановки конца лопасти и закрепления его в фиксаторе, установленном на основании опоры. Одновременно с помощью дополнительного электродвигателя наверху опоры направляющая пластина поворачивается и прижимается к опоре. В результате образуется система, устойчивая к ураганным ветрам, после прохождения которых в обратном порядке ВЭА готовится к нормальной работе.

В ночное время по этой трассе следует организовать движение троллейбусов, что позволит сократить движение грузового автомобильного транспорта. Наличие электрифицированных дорог и расположенных вдоль них зарядных станций создает перспективы для широкого использования электромобилей. Все это в совокупности позволит не только уменьшить расход невозобновляемых энергетических ресурсов, но и обеспечит улучшение экологической обстановки на дорогах. Кроме того, в отдельных регио-

нах от контактной сети через преобразователи выпрямленного напряжения в переменное можно организовать электрификацию населенных пунктов с малым количеством жителей. В зимнее время, когда интенсивность троллейбусного движения снижается, избыток электрической энергии, вырабатываемый ВЭА может быть использован для дополнительного обогрева школ и других помещений с оплатой по льготным расценкам.

Оценим возможность практической реализации междугородней троллейбусной трассы с расстоянием между конечными пунктами в 100 км для движения троллейбусов и троллейбусов при напряжении контактной сети 550 В постоянного тока с номинальной мощностью 150 кВт. При сечении подводящих алюминиевых проводов для периодического соединения с контактным проводом 1000 мм² и допустимом падении напряжения 4 В на 1 км можно иметь на конечных станциях преобразовательные подстанции с питанием от промышленной электросети и, кроме того, дополнительно четыре преобразовательные подстанции, также питаемые от промышленной сети, через 20 км трассы с номинальной выходной мощностью 150 кВт. На этой трассе через 5 км размещаются 15 ВЭА номинальной мощностью 200 кВт при средней скорости ветра 10 м/с. По такой трассе можно иметь регулярное двухстороннее движение троллейбусов с периодичностью 20 мин со средней скоростью 50 км/ч.

При внедрении комплексной электрификации железнодорожного транспорта (с мощностью ВЭА на порядок большей, чем для троллейбусного транспорта) появляется возможность более оперативного перевода на электрическую тягу. В этом случае отпадает необходимость в многочисленных промежуточных преобразовательных подстанциях вдоль железной дороги, что требует прокладки высоковольтных сетей и связанного с этим отчуждения больших участков земли [5].

Список литературы

1. Ревель Ч. Среда нашего обитания. Кн. 3. Энергетические проблемы человечества. М.: Мир, 1995.
2. Твайдал Дж., Уэй А. Возобновляемые источники энергии. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Бережковский Б.М., Кузминова В.А. Возобновляемые источники энергии на службе человечества. М.: Наука, 1987.
4. Пат. 2000466 РФ. Ветроэлектрический агрегат// В.А.Двинских//Открытия. Изобретения. 1993. № 33-36.
5. Зотов Д.К., Ушаков С.С. Проблемы развития транспорта СССР. М.: Транспорт, 1990.

Оценка высоковольтной изоляции по электромагнитному излучению частичных разрядов в эксплуатационных условиях

ГЛУХОВ О. А.

Рассмотрены вопросы контроля высоковольтной изоляции по излучению частичных разрядов. Предложены диагностические параметры и аппаратное обеспечение мониторинга качества изоляции действующих электроустановок.

При оценке качества высоковольтной изоляции большое внимание уделяется частичным разрядам (ЧР), так как они определяют темпы электрического старения изоляции и являются наиболее частой причиной её повреждения [1]. В то же время нормируемые методы измерения характеристик ЧР на условия эксплуатации не распространяются, использование электрического метода регистрации кажущегося заряда ЧР затруднено из-за высокого уровня помех. Одним из направлений контроля качества изоляции является применение для оценки пригодности электрооборудования ненормируемых измеряемых величин (например, электромагнитного излучения ЧР), что предусмотрено в п.1.3, 1.9 прил.1 ПЭЭП.

Разряд ЧР создает волновой переходной процесс с широким спектром, излучение которого зависит от свойств дефекта изоляции (место и характер разряда, dU/dt и dI/dt фронта волны) и свойств электроустановок, определяющих амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и связь с пространством (конструкция, геометрические размеры, взаимное расположение). На результаты измерений излучения ЧР существенно влияет взаимное расположение источника излучения и приемника. Указанные особенности не позволяют установить однозначную связь между параметрами принимаемого сигнала и зарядом ЧР даже при применении градуировки.

В статье предлагается решение некоторых вопросов диагностики качества изоляции электрооборудования 6—35 кВ по излучению ЧР в эксплуатационных условиях на основе анализа относительных изменений результатов измерений нестандартными средствами, обеспечивающими оптимальный прием случайных импульсных сигналов.

Преимущества пиковых параметров. При измерении интегральных параметров (заряд, энергия и др.) случайных импульсных процессов со значительной скважностью кратковременные изменения в форме сигнала не фиксируются в

силу малости их вклада в выходной сигнал интегратора, простейшая модель которого представляет собой RC -цепь. Для таких процессов значение амплитуды, усредненной на интервале ΔT будет много меньше максимальной:

$$\frac{1}{\Delta T} \int_t^{t+\Delta t} U(t) dt \ll U_{\max}(t). \quad (1)$$

В отличие от интегральных измерений регистрация максимальных значений импульсов напряженности поля (или пиковой мощности) позволяет использовать особенности импульсных процессов для селекции полезного сигнала от помех и различать одинаковые по энергии, но разные по форме и амплитуде импульсы излучения ЧР.

Традиционный подход при оценке излучения ЧР основан на применении измерительных приемников, анализаторов спектра и сканеров, предназначенных для измерения промышленных радиопомех (ГОСТ 11001-80). Эти приборы построены по принципу супергетеродина приема, когда на детектор (пусть даже и пиковый) подается сигнал промежуточной частоты, значение которой на несколько порядков меньше ширины спектра импульсного излучения ЧР. В результате огибающая спектральной плотности $S(\omega)$, наблюдаемая на экране, сглажена и усреднена во времени по отношению к истинной зависимости, являющейся случайной функцией времени $S(\omega) = f(t)$. Сложность интерпретации результатов измерений спектральной плотности $S(\omega)$ затрудняет практическое применение этих приборов для оценки состояния изоляции.

В полной мере преимущества пиковой обработки проявляются при непосредственном пиковом детектировании принимаемого сигнала, а не выходного отклика на него цепей измерительного устройства [2].

Оптимальный прием и ширина полосы пропускания. Эквивалентность наблюдаемых сигналов реальным импульсным процессам во многом зависит от частотной полосы пропускания из-

мерительного устройства. Как известно, выходной сигнал линейной стационарной системы $U_{\text{ВЫХ}}$ представляет свертку входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$ и импульсной характеристики цепи $h(t)$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}(t)h(t). \quad (2)$$

Для анализа полосы пропускания входных цепей измерительного приемника целесообразен переход в частотную область. Преобразование Фурье свертки двух функций равно произведению преобразований Фурье этих функций [3]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{ВХ}}(t)h(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{ВХ}} e^{-j\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (3)$$

Преобразование Фурье импульсной характеристики цепи $h(t)$ равно частотному коэффициенту передачи $K(\omega)$, поэтому выходной сигнал линейного измерительного тракта (до детектора) будет определяться выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{ВХ}}(t)h(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega)K(\omega), \quad (4)$$

где $S(\omega)$ — спектральная плотность сигнала.

Задача оптимального приема случайного полезного сигнала $u(t)$ на фоне случайных помех $v(t)$ решается оптимальным фильтром, частотный коэффициент передачи $K(\omega)$ которого минимизирует дисперсию σ_e^2 сигнала ошибки $e(t) = u(t) - v(t)$ [3]:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_u |K(\omega)|^2 d\omega - \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_v |K(\omega)|^2 d\omega, \quad (5)$$

где F_u, F_v — односторонние энергетические спектры полезного сигнала и помехи.

Таким образом, для оптимального приема необходимо иметь большие значения коэффициента передачи в том частотном диапазоне, где энергия полезного сигнала максимальна, а помехи — минимальна. Применительно к измерениям амплитуды пиков излучения ЧР оптимальный прием осуществляется при максимально широкой частотной полосе пропускания измерительного приемника. Если верхняя частота полосы пропускания измерителя меньше верхней граничной частоты спектра процесса, то регистрируются только низкочастотные компоненты импульса излучения ЧР, что может дать эквивалентность выходных сигналов при различных фактических импульсах, генерируемых при ЧР.

Как известно, длительность сигнала и ширина его спектра связаны друг с другом соотношением неопределенности [3]: $f \tau = \text{const}$, где τ — длительность сигнала, Δf — полоса частот его спектра. Длительности импульсов ЧР оцениваются в единицы, десятки наносекунд [1], поэтому верхняя частота измерительного приемника может быть ограничена значением в несколько гигагерц.

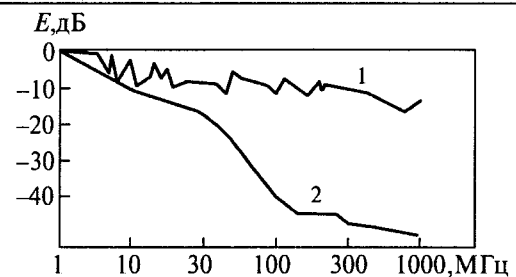


Рис.1. Относительная напряженность поля излучения ЧР (1) и короны (2) (моделирование на стенде)

Выбор нижней частоты полосы пропускания измерительного приемника зависит от спектра помех при измерениях. С ростом частоты спектральная плотность как помех, так и излучения ЧР уменьшается, причем огибающая спектра излучения ЧР является более пологой, чем у мешающих излучений (рис.1). Основываясь на выражении (5) и практическом опыте измерений, для увеличения отношения сигнал/шум нижняя частота полосы пропускания измерительного прибора должна быть не менее 150—200 МГц.

Интенсивность потока и порог обнаружения. Для оценки импульсных излучений ЧР предлагается метод, основанный на пороговой обработке максимальных амплитуд импульсных сигналов, что позволяет устранить непрерывные радиопомехи и малозначимые импульсные помехи. После входной пороговой обработки импульсного излучения ЧР получим дискретный поток случайных событий $X(t)$ с интенсивностью $\lambda = n/t$, где n — среднее количество событий за время t . Событием является факт пересечения порога обнаружения, когда мгновенное значение амплитуды входного сигнала $U(t)$ будет больше этого порога. В первом приближении этот поток можно рассматривать как пуассоновский, характеризующийся равнозначностью усреднения статистических рядов, полученных в различные периоды наблюдения в одной и той же точке относительно излучающего объекта.

Пороговая обработка позволяет установить взаимосвязь между амплитудными и временными параметрами принимаемого сигнала. Как известно, для стационарных случайных процессов со статистически независимыми мгновенным значением реализации $x(t)$ и ее производной $x'(t)$, среднее число выбросов на уровне ξ_0 с точностью до некоторого постоянного множителя пропорционально значению плотности вероятности процесса на этом уровне [3]. Условие статистической независимости $p(x, x') = p(x)p(x')$ справедливо для гауссовых процессов, а для импульсного излучения ЧР во мно-

жестве включений выполняется по следующим причинам:

- распределение амплитуды случайного процесса, генерируемого некоторым множеством включений с ЧР, приближается к гауссовскому вследствие центральной предельной теоремы;
- при приеме широкополосного случайного сигнала наблюдается эффект нормализации за счет "инерционности" средства измерений (ненулевое время нарастания входных цепей измерительного тракта).

Предлагаемый метод экспериментальной оценки сигналов, излучаемых ЧР, основан на определении интенсивностей потоков ЧР при различных значениях порога обнаружения. Как известно, среднее число положительных выбросов стационарного гауссова процесса в единицу времени [3]:

$$n(x_0) = \frac{\sigma(x')}{2\pi\sigma(x)} \exp\left(-\frac{\xi^2}{2\sigma^2(x)}\right), \quad (6)$$

где $\sigma^2(x)$ — дисперсия случайного процесса; $\sigma^2(x')$ — дисперсия производной процесса.

Эти дисперсии можно выразить через односторонний энергетический спектр $F(\omega)$:

$$\sigma^2(x') = \int_0^\infty \omega^2 F(\omega) d\omega; \quad \sigma^2(x) = \int_0^\infty F(\omega) d\omega. \quad (7)$$

Излучение ЧР является широкополосным, что подтверждают результаты измерений (рис.1), поэтому его можно представить белым шумом с ограниченным спектром с дисперсией сигнала $\sigma^2 = F\Delta\omega$ (спектр ограничивается полосой пропускания средства измерений). После преобразований получим:

$$\lambda(\xi) = \frac{\Delta f}{K} \exp\left(-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}\right), \quad (8)$$

где $\lambda(\xi)$ — интенсивность потока на уровне ξ ; Δf — полоса пропускания приемника; K — коэффициент, значение которого определяется крутизной ската АЧХ измерительного тракта.

Выражение (8) является еще одним доказательством необходимости широкой полосы пропускания при измерении пиковой амплитуды случайных импульсных процессов, в частности излучения ЧР.

Близость экспериментальных данных к нормальному распределению $\lambda = f(\xi) \Rightarrow \lambda \sim \Phi(\xi)$ свидетельствует о большом количестве (десятки — сотни) не имеющих корреляции друг с другом включений с ЧР, параметры излучения каждого из которых статистически независимы. Выражение (8) является идеализированным, что следует из анализа физического смысла допущенных предпосылок. К реальным данным (не более 20—30 источников излучения) бли-

же степенная зависимость, свойственная случайным процессам со слабой корреляцией:

$$\frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \frac{1}{1 + a\xi^b}, \quad (9)$$

где a, b — эмпирические коэффициенты, $b = 1,5 \div 3,5$; λ_{\max} — максимальное для данной выборки экспериментальных данных значение интенсивности потока.

Степенной характер этой зависимости объясняется обнаружением ЧР во все возрастающем количестве включений при уменьшении порога обнаружения. Отклонения от зависимости (9) в виде ступенек кривой $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$ являются важным диагностическим признаком для оценки опасности ЧР.

Практическое применение пороговой обработки заключается в получении экспериментальной зависимости $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$ при последовательном уменьшении порога обнаружения ξ . На рис.2,3 приведены данные, полученные прибором ИПС-Э, имеющим 8 дискретных порогов с нелинейным законом изменения их количественных значений. При отсутствии совпадения во времени сигналов от включений с ЧР измеренное значение интенсивности потока

$$\lambda_{\max} = \sum_{i=1}^n \lambda_i, \quad (10)$$

где n — количество порогов обнаружения.

Выполнение равенства (10) зависит от быстрого действия частотомера счетных импульсов, формируемых после пикового детектирования и усиления входного сигнала. Значение n конечно, поэтому график $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$ является ступенчатым (кривая 3 на рис.2). В отдельно взятом одиночном включении с ЧР зависимость $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$ имеет вид ступеньки (график 1, рис.2). Компактная пространственная локали-

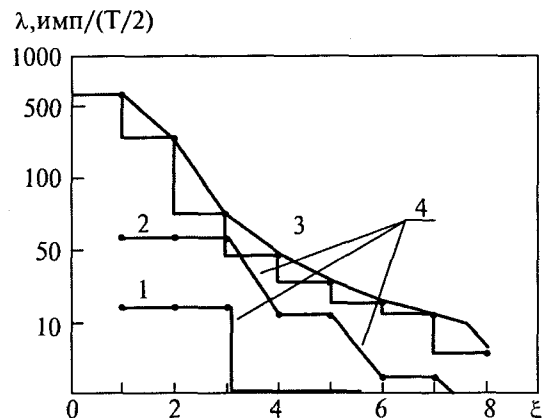


Рис.2. Графики зависимости интенсивности потока ЧР от порога обнаружения:

1 — одиночное включение; 2 — не менее трех различных включений с ЧР; 3 — множество независимых дефектов с ЧР при испытаниях повышенным напряжением; 4 — переходы между сигналами различных дефектов с ЧР

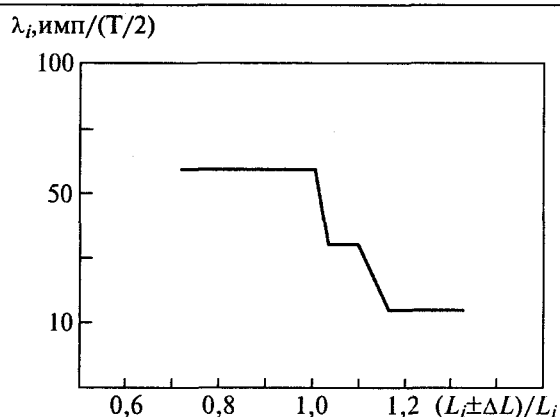


Рис.3. Графики зависимости интенсивности потока ЧР от расстояния при i -м пороге (L_i — расстояние, соответствующее 2-му вертикальному участку 4 графика 2 на рис.2)

зация множества включений с ЧР с малой дисперсией параметров, характерная для предпробойного состояния изоляции, дает 2—3 ступеньки кривой $\lambda = f(\xi)$ (график 2 на рис.3). Уточнение количества различных дефектов при данном пороге обнаружения осуществляется за счет плавного изменения расстояния до источника излучения, что эквивалентно изменению входного сигнала измерительного прибора. Различия между источниками излучения обнаруживаются в виде ступенек зависимости $\lambda_i = f(l)$ (рис.3).

В большинстве случаев, характер графика $\lambda_{изм} = f(\xi)$ позволяет провести кусочно-линейную аппроксимацию и выделить в качестве диагностических следующие параметры:

- крутизну наклона отрезков аппроксимирующих прямых;
- количество интервалов, необходимых для линейной аппроксимации;
- количественные значения координат точек перегиба.

Помехоустойчивость. Возможность проведения измерений в реальных эксплуатационных условиях определяется уровнем помех. Влияние радиосигналов КВ и УКВ диапазонов и телевизионных сигналов метрового диапазона, а также излучение короны (незначительное для электроустановок 6—35 кВ), устраняются выбором нижней частоты полосы измерений не менее 150—200 МГц. Основной проблемой является уменьшение помех от рядом расположенного оборудования, так как спектр мешающего излучения подобен спектру ЧР исследуемого объекта. Уменьшение влияния излучений помех достигается за счет комплексного применения следующих способов селекции полезного сигнала.

Анализ зависимости амплитуды сигнала от расстояния позволяет определить границы ближней и дальней зон излучения и локализацию источника излучения. При применении

рамочной антенны — датчика в ближней зоне источника излучения $r < \lambda_{min}/2\pi$, напряженность магнитного поля обратно пропорциональна кубу расстояния $H \sim 1/r^3$, а в дальней зоне $r > \lambda_{max}/2\pi$ — первой степени $H \sim 1/r$ [4]. Проведение измерений на разных расстояниях r от предполагаемого источника ЧР позволяет определить локализацию источника полезного сигнала и вклад помех в регистрируемый сигнал по значению коэффициента K :

$$K = \frac{U_1/U_2}{r_1/r_2}. \quad (11)$$

Если источником излучения является контролируемый объект, то при начальном расстоянии между ним и приемником $r_1 < \lambda_{min}/2\pi$ и последующем его увеличении в 2 раза для компонент излучения с длиной волны $\lambda > 2\pi r$ коэффициент $K \approx 4$, а для компонент с длиной волны $\lambda < 2\pi r$ — $K \approx 1$. В целом K находится в интервале 2—3. При $K \sim 1$ источником излучения является другой, более удаленный объект. В конечном итоге, перемещение приемника относительно источников полезных и мешающих излучений позволяет определить картину пространственной неоднородности электромагнитного поля и найти точку измерений с минимальным уровнем помех.

Эффективным способом селекции полезного сигнала от широкополосных помех является определение когерентности излучения. Одинаковая фаза частотных компонент спектра излучения при ЧР определяется самой физической сутью переходного процесса в одном источнике. Для когерентного излучения амплитуда сигнала прямо пропорциональна ширине полосы пропускания Δf измерительного приемника. Когда частотные компоненты спектра излучения имеют случайный фазовый сдвиг (множество источников), сигнал является некогерентным и пропорционален корню из полосы пропускания $\sim \sqrt{\Delta f F}$ [4]. Как правило, излучение, генерируемое ограниченным количеством ЧР в конкретном объекте, является когерентным, а совокупность помех от множества других объектов дает некогерентный сигнал, что позволяет проводить селекцию. Для определения характера сигнала необходимо иметь приемник с изменяемой полосой пропускания. Целью измерений является определение N в формуле:

$$N = \frac{\lg(U_1/U_2)}{\lg(\Delta f_1/\Delta f_2)}, \quad (12)$$

где U_1 и U_2 — амплитуды сигналов на выходе измерительного устройства при полосах пропускания Δf_1 и Δf_2 соответственно.

Если $N = 1$, то сигнал некогерентный, $N = 2$ — когерентный и $1 < N < 2$ — сигнал представляет собой комбинацию когерентных и

некогерентных сигналов. На практике чаще всего встречается последний случай. Проведение измерений в нескольких точках вокруг предполагаемого источника позволяет выделить источник полезного сигнала (объект с ЧР) из помех.

Проведенные исследования и рассмотренные методы оценки параметров ЧР были реализованы при разработке приемника — индикатора импульсных электромагнитных полей [2], структурная схема которого имеет вид: антенна (датчик) — широкополосный ВЧ усилитель — пиковый детектор — ФНЧ — усилитель — пороговое устройство — АЦП — формирователь — счетчик (рис.4). Электрически короткая рамочная антенна-датчик, подключенная непосредственно к входу широкополосного усилителя, имеет выраженные минимумы и максимумы диаграммы направленности, что позволяет проводить эффективный поиск источников излучений. Опытные образцы индикаторов импульсных излучений "ИПС-Э" (рис.5) и "ЭЛМИН-3" имеют широкую полосу пропускания 150—1000 МГц, набор широкополосных антенн-датчиков, входной аттенюатор, измеритель интенсивности потока импульсов (до 1000 имп/10 мс) с регулируемым порогом обнаружения [3]. Чувствительность по входу, оцениваемая по спектральной плотности, не хуже 0,2 мкВ/МГц. Цифровая индикация, звуковая сигнализация, малые габариты обеспечивают удобство эксплуатации в реальных условиях. При проверке чувствительности прибор регистрировал на расстоянии 3 м от источника излучения 8—12 разрядов за полпериода рабочей частоты при среднем токе утечки изоляционной конструкции 160—200 нА, что вполне достаточно для практических измерений излучения ЧР в эксплуатационных условиях.

Эффективность предлагаемого метода измерений ЧР для оценки состояния изоляции проверялась в условиях моделирования предаварийных ситуаций (повреждение изоляторов, кабелей) в разное время и в различных организациях — ИГД им. Скопинского (1995 г.), Южные электросети Мосэнерго (1995 г.), Оренбургский газоперерабатывающий завод (1995 г.), СПбГЭТУ "ЛЭТИ" (1999 г.). Уровень сигналов и интенсивность их потока после ухудшения изоляции повышались в несколько раз, что свидетельствовало о возможности использования

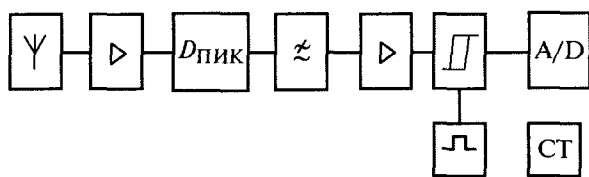


Рис.4. Структурная схема индикатора импульсных электромагнитных полей ЭЛМИН-3

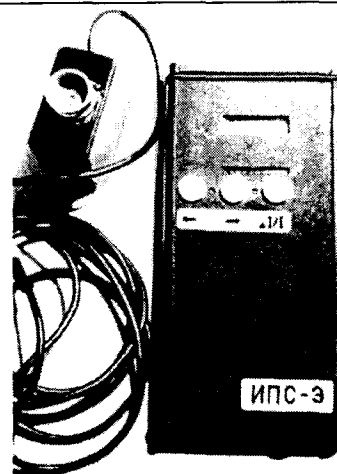


Рис.5. Внешний вид индикатора повреждений сети ИПС-Э с выносной, активной рамочной антенной-датчиком

излучения ЧР для оценки качества изоляции в эксплуатационных условиях.

При организации мониторинга качества высоковольтной изоляции не требуется устройств подключения, вывода диагностируемого оборудования из эксплуатации, что позволяет оперативно проводить бесконтактные измерения на безопасном расстоянии во множестве точек. Важным требованием является соблюдение постоянства условий измерений при их повторении, в частности положения точки измерений и пространственной ориентации антенны прибора. После предварительной съемки на карту-схему картины импульсных электромагнитных полей и выбора постоянных точек измерений определяются зависимости $\lambda_{изм} = f(\xi)$. В дальнейшем при периодических измерениях наблюдается динамика относительных изменений во времени регистрируемых параметров излучения ЧР. При их резком изменении принимается решение об оперативном отключении и применении стандартных методов проверки качества изоляции.

Выводы

Для проведения мониторинга качества высоковольтной изоляции по излучению ЧР необходимо применение средств измерений, обеспечивающих широкополосный прием случайных импульсных сигналов и их непосредственное пиковое детектирование. В качестве минимальной предлагается частотная полоса измерений 150—1000 МГц.

Основными измеряемыми параметрами являются: амплитуда принимаемого сигнала $U(t)$; интенсивность потока ЧР и её зависимость от порога обнаружения $\lambda = f(\xi)$; зависимость интенсивности потока на i -м пороге от расстояния до объекта $\lambda_i = f(l)$. Оценка качества изоляции производится по результатам анализа ди-

намики относительных изменений этих параметров, при постоянстве условий периодически повторяемых измерений.

Измерение указанных параметров в условиях воздействия помех эффективно реализуется при комплексном использовании методов селекции по частотной полосе, направлению, расстоянию и когерентности.

Список литературы

1. Сви П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1992.

2. Глухов О.А., Иванов Е.А., Глухов В.А. Особенности измерения электромагнитных полей случайных им-

пульсных процессов в судовых ЭЭС//Изв. СПбГЭТУ. 1997. Вып.509. С.21—23.

3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М: Высшая школа, 1983.

4. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып.3. Измерение электромагнитных помех и измерительная аппаратура/ Под ред. А. Д. Князева. М.: Сов. радио, 1979.

Глухов Олег Африканович — заведующий кафедрой "Безопасность жизнедеятельности" Марийского государственного технического университета. В 1980 г. закончил с отличием радиотехнический факультет Марийского политехнического института. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию в Ленинградском электротехническом институте им. В.И. Ульянова (Ленина).

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Электромагнитная совместимость в системах электроснабжения¹

КАРТАШЕВ И.И.

Электромагнитная совместимость (ЭМС) широкое понятие, характеризующее электромагнитное взаимодействие любых электротехнических и радиотехнических средств. Такие средства создаются для выполнения определенных функций, связанных с производством, передачей и потреблением электроэнергии, с формированием, передачей и приемом радиосигналов и т.п. Функционирование технических средств (ТС), как правило, происходит в условиях электромагнитных помех (ЭМП), которые и создаются теми же ТС. В теории ЭМС различают ЭМП, распространяемые кондуктивно и через электромагнитное поле. Для кондуктивных ЭМП средой распространения является электрическая сеть, а также элементы ТС, связанные кондуктивно, т.е. имеющие электрическое соединение. Для полевых помех средой является окружающее пространство.

Все ЭМП оказывают отрицательное влияние на нормальное функционирование ТС, которые, в категориях ЭМС, можно только условно разделить на источники помех и элементы, восприимчивые к ним, так как одно и то же ТС в большей или меньшей мере можно отнести как к одной группе, так и к другой. Среда, через которую взаимодействуют ТС, таким образом, является носителем ЭМП.

Электромагнитная совместимость — это возможность ТС нормально функционировать в данной электромагнитной среде и при этом не вносить в нее ЭМП и не испытывать таковых со стороны среды. Очевидно, такие условия идеальны и обеспечены быть не могут. Поэтому ЭМП всегда допустимы для любой среды, но в определенных пределах. Допустим и определенный уровень эмиссии ЭМП. Тогда технические средства должны обладать определенным уровнем помехоустойчивости. Обозначив уровни ЭМП как $P_{и}$ — для источника по-

мех, $P_{с}$ — для среды и $P_{у}$ — как уровень помехоустойчивости ТС, можно сказать, что ЭМС в любом случае будет обеспечена, если $\Sigma P_{и} < \Sigma P_{с} < \Sigma P_{у}$. Это и есть основное необходимое и достаточное условие ЭМС.

Само по себе такое соотношение не устанавливается. Оно может быть достигнуто только путем координации уровней ЭМП, которая достигается как введением нормативно-технических требований, так и применением специальных технических мероприятий.

Проблемы ЭМС давно перестали быть только научными, они приобрели свою практическую значимость. Это подтверждается тем, что только Европейский рынок средств ЭМС составлял в 1989 г. 380 млн. дол., а в 1994 г. возрос до 780 млн. дол., обеспечив 15% ежегодный прирост [1]. Наибольшего объема рынок товаров достиг в Германии (ФРГ) — 37%, Великобритании — 31%, Франции — 13% в таких областях, как авиационно-космическая и военная — 38%, автотранспорт, медицина, бытовая техника — 13% каждая.

Обеспечение ЭМС невозможно без контроля за выполнением предъявляемых требований, который осуществляется с помощью средств измерения (СИ). На рынке Европейских товаров и услуг в области ЭМС на СИ приходится около 20%.

Качество электроэнергии (КЭ) учитывает все аспекты ЭМС, но характеризует только электрическую сеть (ЭС). Электрическая сеть представляет в понятиях ЭМС кондуктивную среду, через которую взаимодействуют источники электроэнергии и электроприемники (ЭП). Установленные для этой среды допустимые уровни ЭМС ($P_{с}$) называют показателями качества электроэнергии (ПКЭ).

Нормативные значения ПКЭ установлены ГОСТ 13109-97 [2], который является ориентиром для разработчиков аппаратуры и электрооборудования, подключаемых к сети, в части их помехоустойчивости, с одной стороны, и уровню вносимых ими помех, с другой. При

¹ Печатается в порядке обсуждения.

присоединении ТС к электрической сети ЭМС сети и ТС будет обеспечена, если уровень помехоустойчивости этих средств выше предельно допустимых значений ПКЭ.

Уровни ЭМП, вносимых ЭП (эмиссия), и уровни помехоустойчивости ЭП подлежат нормированию.

Фактические значения ПКЭ должны контролироваться в ЭС в условиях эксплуатации, а соответствующие характеристики ЭП — путем необходимых испытаний при их разработке и производстве.

Все одиннадцать ПКЭ, которые установлены ГОСТ 13109-97, могут быть условно разделены на три группы. К первой группе можно отнести отклонения частоты и отклонения напряжения, которые связаны с особенностями технологического процесса производства и передачи электроэнергии. Качество регулирования отклонений частоты и напряжения определяет их уровень в электроэнергетической системе. Ко второй группе можно отнести ПКЭ, характеризующие несинусоидальность формы кривой напряжения, несимметрию и колебания напряжения. Источниками этих искажений (эмитентами) являются, главным образом, электроприемники. Для координации ЭМП, вносимых такими ЭП, необходимо применение технических мероприятий как на этапе разработки и производства, так и в процессе их эксплуатации. К третьей группе можно отнести ПКЭ, характеризующие случайные электромагнитные явления и электротехнические процессы, неразрывно связанные с технологическим процессом производства, передачи и потребления электроэнергии. К ним относятся провалы напряжения, перенапряжения и импульсы напряжения, которые возникают в ЭС в большинстве случаев в результате коммутаций электрооборудования, а также под воздействием разрядов молнии.

ПКЭ первых двух групп нормируются ГОСТ и на них установлены два допустимых уровня: нормальный и предельный. ПКЭ третьей группы не нормируются, однако статистическая информация о них имеет большое значение для нормальной эксплуатации электроэнергетической системы.

Проблема ЭМС в электрической сети состоит в том, что в условиях практического отсутствия нормируемой координации ЭМС качество электроэнергии в электрических сетях ухудшается. Это стало особенно очевидно в связи с широким применением электронной и микропроцессорной технологии во всех областях электроэнергетики, промышленности, коммунально-бытового хозяйства. Средства этой технологии особенно чувствительны к ЭМП. В то же время существенно возрастают мощности электрооборудования, которое представляет собой источник ЭМП. Это — тиристорные преобразователи, металлургическое производство, наконец, современная бытовая техника и аппаратура. Вызванное работой такого электрооборудования и аппаратуры ухудшение КЭ является причиной электротехнического и технологического ущерба, выраженного в увеличении потерь электроэнергии, сокращении срока службы технических средств, сбоям и отказам устройств автоматики и средств связи и т.п. При этом можно считать, что большинство научно-технических проблем (причины и последствия ухудшения КЭ) в основном разрешимы. Но как актуальная задача остается проблема практической реализации требований по обеспечению ЭМС, т.е. по обеспечению условий нормального функционирования технических средств.

Влияние качества электроэнергии на функционирование технических средств

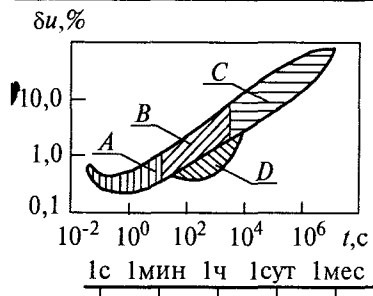
Электроэнергия — особый продукт производства. Особенность ее состоит в том, что в любой момент времени «объем» производства электроэнергии равен «объему» потребления, включая потери. Этот широкий процесс характеризуется балансом мощности, который должен обеспечить заданный режим ЭЭС по частоте и напряжению. Отклонение режима по этим параметрам оценивается такими ПКЭ, как отклонение частоты (Df) и отклонение напряжения (ΔU), которые должны поддерживаться энергоснабжающей организацией в пределах, установленных ГОСТ 13109-97. Так $\Delta f = \pm 0,2 (\pm 0,4)$ Гц, а $\delta U_y = \pm 5 (\pm 10)\%$ номинального напряжения сети в точке подключения ЭП. Отклонения частоты в ЭЭС одинаковы для любой точки, а отклонения напряжения могут отличаться, что обусловлено балансом соответственно активной мощности для системы в целом и балансом реактивной мощности в узлах этой системы. ГОСТ устанавливает два значения для всех ПКЭ: *нормально допустимое и предельно допустимое* (выше указано в скобках).

В пределах нормально допустимого значения ПКЭ обеспечивается нормальное функционирование технических средств. В диапазоне от нормального значения ПКЭ до предельно допустимого нормальное функционирование также обеспечивается, но ограничено по времени. Согласно ГОСТ это время не должно превышать 5% в течение 24 ч (72 мин). Если значение ПКЭ в точке подключения ЭП превышает предельно допустимое значение, то его нормальное функционирование нарушается. Эти условия относятся и к другим нормируемым ПКЭ.

Отклонение частоты влияет на работу, прежде всего вращающихся машин, доля которых в нагрузке ЭЭС составляет 50—60%. Надо сказать, что по международным нормам допустимые отклонения частоты составляют $f = \pm 0,5 (\pm 1,0)$ Гц. Эти значения и можно принимать за уровни ЭМС сети. Однако работать с такими размахами частоты технически и экономически невыгодно. Обычно при наличии достаточного резерва мощности частота в ЭЭС стабильна. Работа с пониженной частотой позволяет снизить расход энергоносителя — топлива на ТЭС или воды на ГЭС.

Вместе с тем снижение частоты приводит и к снижению частоты вращения электродвигателей и снижению производительности вращаемых ими механизмов. Одновременно со снижением потребляемой активной мощности происходит рост потребляемой реактивной мощности, что способствует снижению напряжения в узлах ЭЭС. В статических аппаратах, например в трансформаторах, со снижением частоты возрастает ток намагничивания и, следовательно, потери в стали. Если пониженная частота поддерживается в ЭЭС в результате ограниченного резерва активной мощности, то при значительном набросе нагрузки может возникнуть аварийная ситуация, требующая экстренной разгрузки ЭЭС с целью восстановления частоты в допустимых для нормальной работы пределах. Эта операция осуществляется средствами автоматической частотной разгрузки (АЧР). Предельным случаем нарушения баланса активной мощности является потеря синхронизма включенных в ЭЭС электростанций или нарушение устойчивой работы ЭЭС в целом.

Что же касается отклонений напряжения, то они влияют, прежде всего, на потери электроэнергии и мощности. Эти потери пропорциональны квадрату приложенно-



Снижение напряжения и периодичность их появления в электрических сетях:

A — сети промышленных предприятий; B — городские сети; C — сельские сети; D — сети с повышенными требованиями к изменениям напряжения

го напряжения. Таким образом, превышение допустимых отклонений напряжения в сторону их увеличения приводит к дополнительному нагреву электроприемника и, следовательно, сокращению срока его службы. Снижение напряжения может привести к нарушению функционирования ЭП. Чувствительны к снижению напряжения все ЭП. Так, для асинхронных двигателей (АД) цепочка последствий начинается со снижения электромагнитного момента, что приводит к росту скольжения (снижению числа оборотов) и снижению производительности, сопровождаемому дополнительным нагревом АД. При значительном снижении напряжения затрудняются условия пуска АД, возрастает пусковой ток, увеличивается время разворота АД до номинальной скорости, что, в свою очередь, способствует дополнительному снижению напряжения.

Резко реагируют на отклонения напряжения источники освещения. Так, лампы накаливания при $\delta U = -10\%$ снижают световой поток на 40%, правда, при этом возрастает срок их службы. Но при $\delta U = +10\%$ световой поток возрастает тоже на 40% при сокращении срока службы в 4 раза. Газоразрядные лампы менее чувствительны к отклонениям напряжения. В помещениях, оснащенных такими источниками освещенность снижается на 10—15% при $\delta U = -(5-7)\%$, но при $\delta U = -10\%$ лампы начинают мерцать, и при $\delta U = -20\%$ гаснут.

К сожалению, снижение напряжения в электрической сети весьма распространенное явление. На рисунке приведены зависимости отклонений напряжения от времени, в течение которого они характерны для различных сетей по данным [1].

Несмотря на то, что отклонения частоты и напряжения являются результатом единого процесса производства и передачи электроэнергии, поддержание их в допустимых пределах возлагается на энергоснабжающую организацию, которая только и располагает средствами регулирования напряжения и частоты.

Снижение эффективности функционирования ЭП происходит и при выходе за допустимые пределы ПКЭ, характеризующих несинусоидальность, несимметрию и колебания напряжения. Это проявляется в увеличении потерь мощности и электроэнергии, сокращении срока службы ЭП, увеличении капиталовложений в систему электроснабжения, повышении потребления реактивной мощности, нарушении технологического процесса производства, отказах аппаратуры, приборов, электрооборудования и т.п. Наиболее значимо это проявляется в росте потерь электроэнергии в таких видах электрооборудования, как асинхронные двигатели, синхронные машины, трансформаторы, конденсаторные батареи, осветительные приборы, линии электропередач [3].

Нормативно-техническая база обеспечения качества электроэнергии

Рассматривая ЭМС как показатель качества продукции, необходимо на различных этапах ее создания (разработка, производство, испытания) соблюдать целый ряд рекомендаций и норм, охватывающих комплекс вопросов ЭМС. В каждой стране существуют национальные комитеты и организации, разрабатывающие нормы по ЭМС. К ним относятся IEC (Международная конференция по большим электрическим системам), IEC (Международная электротехническая комиссия), UNIPED (Международный союз по производству и распределению электроэнергии), CENELEC (Европейский комитет по нормированию в области электротехники) и др. Россия, в той или иной форме сотрудничая с этими организациями в лице российских национальных комитетов, вместе с тем располагает собственной национальной нормативно-технической базой в области ЭМС. Руководящую роль в этом направлении выполняет Госстандарт РФ и его институты. В последнее время в условиях, когда Россия становится активным участником международного рынка, Госстандарт практикует рациональный подход к применению международных норм в российской практике. Ряд международных стандартов в аутентичном виде введен в России.

Так, введены в действие:

ГОСТ Р 51317.4.15-99 «Совместимость технических средств электромагнитная. Фликерметр. Технические требования и методы испытания»; устанавливает функциональные и конструктивные требования к фликерметрам (приборам для измерения количественных характеристик колебаний напряжения, вызывающих фликер), предназначенным для точной индикации воспринимаемого уровня фликера, и содержит сведения, необходимые для создания прибора;

ГОСТ Р 51317.3.3-99 (МЭК 61000-3-3-94) «Совместимость технических средств электромагнитная. Колебания напряжения и фликер, вызываемые техническими средствами с потребляемым током не более 16 А в одной фазе. Нормы и методы испытаний»; распространяется на электротехнические, радиоэлектронные и электронные аппараты, присоединяемые к сети 380/220 В. Стандарт устанавливает нормы на уровень помех (эмиссия), создаваемых такими аппаратами и методы их испытаний.

ГОСТ Р 51317.3.2-99 (МЭК 61000-3-2-95). «Эмиссия гармонических составляющих тока. Технические средства с потребляемым током не более 16 А на одну фазу. Нормы и методы испытаний»; устанавливает нормы на эмиссию высших гармоник тока, создаваемых техническими средствами.

Однако специфика отечественного производства, сложившиеся экономические и юридические традиции могут и должны развиваться на собственной нормативно-правовой базе, на собственных законах и нормативно-технических требованиях.

Вместе с тем, реконструирование экономики России не может не отразиться и на ее продукции. Электроэнергетика везде и всегда рассматривалась как ведущая отрасль экономики. Именно поэтому качеству электроэнергии уделяется внимание в направлении совершенствования взаимоотношений субъектов энергетического рынка, в частности, и путем пересмотра нормативно-технической и правовой базы.

Существенным шагом на этом пути стала разработка Федерального Закона «О государственном регулировании в области обеспечения электромагнитной совместимости технических средств», который находится на рассмотрении в Государственной Думе и прошел уже 3 чтения. В преамбуле Закона говорится, что «закон направлен на создание условий для обеспечения электромагнитной совместимости технических средств в целях предотвращения причинения вреда личности или имуществу физических лиц, причинению вреда имуществу юридических лиц, окружающей природной среде в результате нарушения функционирования технических средств при воздействии электромагнитных помех, обеспечения безопасности жизни и здоровья населения в условиях конкурентоспособности отечественной продукции, а также укрепления национальной безопасности государства». Закон определяет как основные направления государственного регулирования в области ЭМС разработку и внедрение стандартов, создание испытательной базы для проверки соответствия ТС требованиям по ЭМС, проведение сертификации ТС и электрической энергии. Для координации деятельности создаются специальные федеральные органы исполнительной власти.

Правительство РФ своим постановлением № 1013 от 13.08.97 г. включило в перечень товаров и услуг, подлежащих обязательной сертификации, и электроэнергию. В ответ на это постановление Госстандарт РФ совместно с Минтопэнерго РФ разработали и ввели в действие «Временный порядок сертификации электроэнергии по ее качеству». Позднее были разработаны как дополнение, но еще, не вступили в действие «Правила обязательной сертификации электроэнергии, отпускаемой потребителям».

Юридическим основанием для введения сертификации электроэнергии были наряду с другими и законы РФ «О сертификации продукции и услуг», «О защите прав потребителей», «Гражданский кодекс РФ». В статье 542 ч.2 ГК РФ говорится, что качество электроэнергии, подаваемой энергоснабжающими организациями, должно соответствовать требованиям, установленным государственными стандартами и иными обязательными правилами или предусмотренным договором энергоснабжения.

В связи с тем, что этими документами электроэнергия определяется как товар, ей дано и соответствующее определение. «Электроэнергия, выступающая в процессах купли-продажи как товар, отличается особыми потребительскими свойствами: совпадением во времени процессов производства, транспортировки и потребления; зависимостью характеристик качества ЭЭ от процессов ее потребления; невозможностью хранения и возврата некачественной ЭЭ».

Вместе с тем, юридический казус: как товар может сертифицироваться только та ЭЭ, которая поставляется физическим лицам (не юридическим), на которых и распространяется закон «О защите прав потребителей». Трудно себе представить, что к электроэнергии, подаваемой физическим лицам, можно предъявлять одни требования, а к подаваемой юридическим лицам (промышленные предприятия, коммунально-бытовые сети) — другие. Получается так, что храниться электроэнергия не может, но сортировать ее по пути от электростанции к электроприемнику можно. Пока этот казус не будет устранен юридическим же путем, на пути сертификации ЭЭ встанет еще немало корпоративных преград.

60

С одной стороны, ГОСТ характеризует систему электроснабжения как электромагнитную среду, в которой функционируют технические средства. С другой, эти же технические средства способны как ухудшать эту среду, так и испытывать с ее стороны отрицательные воздействия. Есть точка зрения, что обеспечив уровень эмиссии помех, создаваемых их источниками, можно обеспечить и допустимые уровни помех и в самой среде. Другими словами, достаточно сертифицировать технические средства, как нормы качества электроэнергии установятся сами собой. К сожалению, достаточность таких мер не исключает необходимости контроля КЭ в электрической сети. Только контроль КЭ способен обеспечить требования ГОСТ. По существу, сертификация ЭЭ — это юридически оформленная процедура контроля. Более того, сертификация — высшая форма контроля.

Пока же не вызывает сомнения, что качество электроэнергии, требования к которому устанавливает ГОСТ, а обязательность выполнения — Гражданский кодекс РФ, должно обеспечиваться всеми участниками технологического процесса производства, передачи и потребления электроэнергии.

Технические средства контроля КЭ

К таким средствам относятся приборы для измерения ПКЭ. До настоящего времени парк таких приборов был невелик [4]. Там, где необходимо располагать тысячами единиц приборов того или иного назначения, мы располагаем сотнями, в том числе и зарубежного производства.

Одно из основных требований, предъявляемых к приборам — это их сертификация. Это относится и к зарубежным приборам. Сертификация приборов для измерения ПКЭ является компетенцией Госстандарта РФ. Требования к самим приборам определяются рядом стандартов, одним из которых является ГОСТ 13109-97. Именно этим стандартом определяется номенклатура измеряемых ПКЭ, пределы допускаемых погрешностей измерения, алгоритмы измерения, а также процедура контроля при оценке КЭ. При сертификации ЭЭ необходимо контролировать выполнение требований именно этого ГОСТ по всем нормируемым ПКЭ.

Согласно ГОСТ измерения должны проводиться 24 ч непрерывно, а оценка КЭ производиться по результатам статистически обработанных измерений. За сутки прибор должен произвести 1440 измерений отклонений напряжения, 4320 измерений отклонений частоты и 28800 измерений остальных ПКЭ (кроме колебаний напряжения, которые оцениваются на 10-минутных интервалах). Такое количество измерений и подлежит статистической обработке, а их интегральные значения сравнению с нормально и предельно допустимыми значениями за каждые сутки измерений. Очевидно, что такие измерения должны быть автоматизированы, что и достигается применением микропроцессорных программируемых средств измерения.

Современные приборы (например, ЭРИС-КЭ.01, выпускаемый МЭИ) способны в реальном времени измерять и регистрировать в энергонезависимой памяти ПКЭ по напряжению и току, а также мощности по высшим гармоникам и обратным последовательностям. Они предназначены для измерения в трехфазных сетях напряжением 0,4, 6, 10, 35 и 100 кВ и выше. Приборы могут использоваться как для контроля КЭ, так и для определения источника искажения и вносимого им вклада в искажения напряжения, обладают высоким уровнем поме-

хоустойчивости и небольшими (менее допустимых по ГОСТ 13109-97) погрешностями при измерениях. Приборы внесены в Государственный реестр средств измерения. Объем производства отечественных средств измерения ПКЭ постоянно возрастает, поэтому можно полагать, что в ближайшие годы российский рынок будет ими заполнен.

Обеспечение качества электроэнергии

Если система электроснабжения является электромагнитной средой, по которой распространяются кондуктивные ЭМП, а электроснабжающая организация — субъект этой системы, поставляющий электроэнергию потребителю, то в соответствии с нормативно-техническими требованиями электроснабжающая организация и должна позаботиться об обеспечении КЭ.

Какими же правами в этом отношении она располагает, какими механизмами обеспечения КЭ?

Электроснабжающая организация определяет и контролирует технические условия (ТУ) присоединения потребителя к электрической сети. В ТУ особо оговариваются требования к допустимому уровню помех, которые присоединяемый потребитель может вносить в точку его подключения по всем нормируемым ПКЭ. Этот, так называемый допустимый вклад потребителя всегда меньше нормативного значения ПКЭ, установленного ГОСТ. Выполнение этого условия должно обязательно контролироваться с помощью измерительных приборов.

В дальнейшем аналогичные требования переносятся в договор между энергоснабжающей организацией и потребителем. В договоре первая сторона обязуется поддерживать ПКЭ на уровне соответствующем ГОСТ 13109-97, при выполнении второй стороной требований по допустимому вкладу. При этом в том, что касается отклонений частоты и напряжения, электроснабжающая организация всю ответственность берет на себя и ограничений по КЭ перед потребителем не ставит. Потребитель же не имеет права вносить искажения по несинусоидальности, несимметрии и колебаниям напряжения, превышающие его установленный для него допустимый вклад.

При невыполнении этих условий, т.е., если требования ГОСТ 13109-97 нарушены, то виновная сторона несет ответственность в виде надбавок за потребляемую электроэнергию, а сторона невиновная получает скидку. Так как расплачивается за электроэнергию потребитель, то и система скидок-надбавок относится именно к нему. Размер скидки-надбавки определяется в зависимости от времени, в течение которого за сутки КЭ

не соответствовало требованиям ГОСТ 13109-97. Скидка-надбавка назначается по каждому ПКЭ отдельно и может достигать 10% тарифа.

Эта штрафная санкция может быть реализована только при контроле КЭ в точке присоединения потребителя и измерении фактического вклада потребителя в сравнении с его допустимым вкладом.

Таков экономический механизм обеспечения КЭ. Не углубляясь в технические механизмы этого процесса, можно ограничиться их перечислением. У электроснабжающей организации:

- наличие резерва активной мощности;
 - наличие средств автоматического регулирования напряжения;
 - содержание оборудования электрических сетей в соответствии с установленными правилами;
 - систематический контроль КЭ.
- У потребителя, независимо от того представлен он юридическим или физическим лицом:
- применение исправного оборудования и приборов;
 - использование средств, ограничивающих эмиссию ЭМП на уровне, не превышающем установленный для данного типа оборудования (сертификация технических средств);
 - применение средств, ограничивающих эмиссию ЭМП на уровне не превышающем допустимый вклад, установленный договором на электроснабжение;
 - систематический контроль КЭ.

Список литературы

1. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. М.: Энергоатомиздат, 1995.
2. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Изд-во Стандартов, 1998.
3. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества электроэнергии в электрических сетях. Киев: Наук. думка, 1985.
4. Карташев И.И., Пономаренко И.С., Ярославский В.Н. Требования к средствам измерения показателей качества электроэнергии//Электричество, 2000, №4.



Карташев Илья Ильич — зам. заведующего кафедрой «Электроэнергетические системы, начальник испытательной лаборатории «Качество электроэнергии» МЭИ. В 1962 г. окончил электроэнергетический факультет МЭИ. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию.

ХРОНИКА

Новочеркасскому электровозостроительному заводу - 65 лет

СОРИН Л.Н., генеральный директор ОАО "ВЭЛНИИ", чл.-кор. АЭН РФ

Основные этапы развития российского электровозостроения связаны с историей Новочеркасского электровозостроительного завода (НЭВЗ), которому в апреле 2001 г. исполняется 65 лет. Первая продукция молодого завода — паровозы вышли из ворот сборочного цеха в 1936 г.

Разрушенный во время Великой отечественной войны 1941—1945 г. он восстанавливался как электровозостроительный. В 1947 г. по чертежам московского завода "Динамо" и при активном участии московских специалистов был собран первый электровоз ВЛ22М.

Формировались и оснащались лучшим по тому вре-

мени оборудованием цеха завода, создавались технические службы, электротехнические, механические и химические лаборатории.

Инженерно-технический персонал цехов, отделов и лабораторий формировался из выпускников Новочеркасского, Ленинградского и Уральского политехнических институтов, Московского, Ростовского и Ленинградского институтов инженеров железнодорожного транспорта, Московского энергетического института и ряда других. Для обеспечения завода специалистами среднего звена в 1946 г. был открыт Новочеркасский электромеханический техникум.

Страна готовилась к осуществлению в больших объемах электрификации магистральных железных дорог и железнодорожного транспорта промышленных предприятий. Для этого нужно было изготавливать много электровозов.

Электровоз ВЛ22М, созданный в 30-е годы прошлого века, не удовлетворял потребности железнодорожников по мощности, силе тяге, скорости и другим показателям. Не удовлетворял он и производство, так как по конструкции узлов и систем не был предназначен для массового изготовления. Поэтому была начата работа по созданию нового электровоза.

Результат этой работы — выпуск в 1953 г. первого восьмиосного грузового электровоза постоянного тока 3 кВ типа ВЛ8 по чертежам и технологии, разработанным специалистами НЭВЗ. Новочеркасский первенец имел в 1,75 раза большую мощность, в 1,5 большую силу тяги,

большую скорость в номинальном режиме по сравнению с ВЛ22М.

За прошедшие 65 лет НЭВЗ и Всесоюзный (ныне Всероссийский) научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт электровозостроения (ВЭЛНИИ), созданный в 1958 г. на базе лабораторий и конструкторских подразделений НЭВЗ, разработали около 50 типов магистральных и промышленных электровозов различного назначения. Характеристики некоторых из них, выпущенных большими партиями, показаны в табл. 1 и 2.

Эти электровозы всегда воплощали в себе последние достижения науки и техники. По своим техническим решениям и экономическим характеристикам они соответствовали мировому уровню.

Новочеркасским электровозостроителям удалось первыми решить ряд принципиальных проблем, возникших при создании новых электровозов. Наиболее важными из них являются разработка системы инвертирования постоянного тока в переменный для магистральных электровозов сначала с одноанодными ртутными выпрямителями, а потом с тиристорами и создание на этой основе электровозов переменного тока с рекуперативным торможением ВЛ60Р, ВЛ80Р, ВЛ85, ВЛ65, ЭП1. Применение рекуперативного торможения позволяет снизить на 8-10% затраты электроэнергии на тягу поездов. Не меньшее значение для расширения полигона, на котором применялась тяга на переменном токе, имеет создание теории тяговых двигателей пульсирующего

Таблица 1

Тип электровоза	Характеристика										
	Год начала серийного производства	Год окончания выпуска	Род тока	Осевая формула	Конструктивная масса, т	Мощность часового режима, кВт	Сила тяги часового режима, т	Скорость часового режима, км/ч	Конструктивная скорость, км/ч	Тип подвески тягового двигателя	Вид электрического торможения
ВЛ22М	1948	1958	I	3 _σ +3 _σ	138	2400	23,9	36,0	90	Опорно-осевая	Рекуперат.
ВЛ8	1955	1963	I	2 _σ +2 _σ +2 _σ +2 _σ	180	4200	35,2	42,6	90	Опорно-осевая	Рекуперат.
ВЛ23	1958	1963	I	3 _σ +3 _σ	138	3150	26,4	42,6	90	Опорно-осевая	—
ВЛ60	1959	1965	II	3 _σ -3 _σ	138	4590	31,86	52,0	100	Опорно-осевая	—
ВЛ80К	1963	1971	II	2(2 _σ -2 _σ)	184	6520	45,1	57,6	110	Опорно-осевая	—
ВЛ60Р	1964	1966	II	3 _σ -3 _σ	138	4590	31,86	52,0	100	Опорно-осевая	Рекуперат.
ВЛ60К	1965	1967	II	3 _σ -3 _σ	138	4590	31,86	52,0	100	Опорно-осевая	—
ВЛ80Т	1969	1980	II	2(2 _σ -2 _σ)	184	6520	45,1	51,6	110	Опорно-осевая	Реостатн.
ВЛ10У	1969	1981	I	2(2 _σ -2 _σ)	200	5360	39,5	48,7	100	Опорно-осевая	Рекуперат.
ВЛ82М	1972	1979	I II	2(2 _σ -2 _σ)	200	6040	43,4	51,0	110	Опорно-осевая	Реостатн.
Sr-1	1973	1984	II	2 _σ -2 _σ	84	3280	15,7	77,0	140	Опорно-рамная	Реостатн.
ЕТ42	1978	1981	I	2(2 _σ -2 _σ)	160	4840	33,6	51,6	100	Опорно-осевая	Реостатн.
ВЛ80Р	1979	1986	II	2(2 _σ -2 _σ)	192	6520	45,1	51,8	110	Опорно-осевая	Рекуперат.
ВЛ80С	1980	1995	II	2(2 _σ -2 _σ)	192	6520	45,1	51,6	110	Опорно-осевая	Реостатн.
ВЛ85	1986	1992	II	2(2 _σ -2 _σ -2 _σ)	276	10000	71,36	50,9	110	Опорно-осевая	Рекуперат.
8G	1987	1990	II	2(2 _σ -2 _σ)	184	6620	48,2	49,3	110	Опорно-осевая	Реостатн.
ВЛ65	1995		II	2 _σ -2 _σ -2 _σ	138	4750	25,0	68,0	120	Опорно-осевая	Рекуперат.
ЭП1	1998		II	2 _σ -2 _σ -2 _σ	135	4700	23,4	70	140	Опорно-рамная	Рекуперат.

* I — 3 кВ пост.; II — 25 кВ, 50 Гц

Тип электровоза	Осевая формула	Конструкционная масса с балластом, т	Коллея, мм	Напряжение в контактном проводе, В	Мощность, кВт	Сила тяги, т	Скорость, км/ч	Скорость максимальная, км/ч	Годы выпуска	Место работы электровозов
ИКО-1	0-2-2-0	28	750	6 кВ, 50 Гц	248	4,4	20,2	50	1952	Шатурская ТЭЦ, торфоразработки
ИКП-2А	0-2-2-0	35	750	600	248	4,6	19,0	50	1950	Текели
ИКП-2Б	0-2-2-0	35	750	600	248	4,6	19,0	50	1954	Дальстрой
ИКП-3А	0-2-2-0	35	1000	600	248	4,6	19,0	50	1950-1951	Асбест, Магnezит
ИКП-4Б	0-2-2-0	40	1524	220	73	4,6	6,1	50	1952-1954	Челябинск, Луганск, Днепродзержинск
ИКП-4А	0-2+2-0	40,5	1524	600	248	4,6	19,0	50	1952-1953	ЯРТЭЦ, г.Калинин
ИКП-4Б	0-2-2-0	42	1524	600	112	4,72	8,7	50	1953-1956	КамГЭСстрой
Серия А	0-2+2-0	76	1000	600	516	11,5	16,1	50	1953	Асбест
ИВКП-1А (Б,В)	0-2+2-0	80	1524	1650	818	12,2	22,2	70	1950-1956	Коркино, Нижний Тагил, Магнитогорск, Байкал, Кривой Рог, Хабаровск и др.
ИВКП-2А	0-2+2-0	80	1524	825	825	12,3	22,2	70	1950-1955	Коунрад (Балхаш)
ИВКП-1Г	0-2+2-0	80	1435	1650	818	12,2	24,5	70	1953-1956	Китай
ИВКП-1Д	0-2+2-0	80	1435	1650	818	12,2	24,5	70	1954	Болгария
ИВКП-1Е	0-2+2-0	80	1435	1650	818	12,2	24,5	70	1955-1956	КНДР
ИКП-4Г-1	0-2-2-0	40	1435	220	66	4,0	6,1	50	1954	Венгрия
ИКП-4Г-2	0-2-2-0	40	1435	220	60	4,0	6,1	50	1953-1956	Польша
И-Т	0-2-0	30	1676	220	42			50	1957	Индия
ОПЭ1	3(2 ₀ -2 ₀)	360	1524	10 кВ, 50 Гц	6610	85	28,5	70	1959-1998	Открытые горные разработки СССР и России

тока, методов расчета и конструирования таких двигателей, разработка принципиально новых технологий их изготовления. Это позволило существенно повысить надежность электровозов. Разработаны конструкции и технология изготовления, созданы методы контроля качества сварных узлов, в том числе рам тележек электровозов, предназначенных для работы при температуре окружающего воздуха до -60°C и больших вибрационных воздействиях. Это позволило спроектировать и выпустить, например, электровозы для Байкало-Амурской магистрали, значительная часть которой проходит в зоне вечной мерзлоты. Многоступенчатая система очистки воздуха от снега, пыли и капельной влаги позволила обеспечить надежную работу электровозов при длительных буранах в степях Южного Урала и Казахстана и ливневых дождях Дальнего Востока.

Технические решения, используемые в конструкции и технологии изготовления электровозов, высокое качество и надежность выпускаемой продукции открыли НЭВЗ возможность выхода на экспорт. Большие партии магистральных электровозов Sr1 поставлены в Финляндию, ET42 — в Польшу, 8G — в КНР.

Заслуги завода получили высокую оценку. В 1971 г. завод награжден высшим орденом страны, в 1975 г. специалистам НЭВЗ и ВЭлНИИ присуждена Государственная премия за электровоз ВЛ80Т, в 1978 г. — за тяговый агрегат для открытых горных разработок ОПЭ1, в 1980 г. — международная премия "Золотой Меркурий", в 1994 г. — премия "Европейское международное золотое созвездие", в 1997 г. — знак "Факел Бирменгема" (США).

Традиции, возникшие в первые десятилетия существования завода, помогли ему выжить в условиях экономического кризиса, когда МПС РФ практически отказалось от заказа грузовых электровозов большой мощности, на выпуске которых завод специализировался в 70 — 80-е годы прошлого столетия.

Железнодорожникам нужны были пассажирские электровозы.

НЭВЗ и ВЭлНИИ решили эту задачу в два года.

Были созданы пассажирские электровозы ВЛ65 и

ЭП1 с использованием ряда решений, принятых на электровозе ВЛ85. На секции электровоза ВЛ85 была добавлена еще одна кабина машиниста, установлен второй компрессор, применен трансформатор с обмоткой для отопления вагонов поезда и др. На ЭП1 для снижения динамического воздействия на путь применено опорно-рамное подвешивание тяговых двигателей, а для снижения затрат электроэнергии на тягу — регулирование количества охлаждающего воздуха в зависимости от нагрузки силового оборудования. Максимальная скорость ВЛ65 120 км/ч, ЭП1 -140 км/ч.

Параллельно начаты работы по созданию нового поколения электроподвижного состава на перспективу с бесколлекторным тяговым приводом. Чтобы ускорить процесс создания принципиально нового подвижного состава, широко используется опыт творческих организаций и производственных предприятий, работающих в этой области.

В результате создан пассажирский восьмиосный однокузовной электровоз переменного тока ЭП200 с максимальной скоростью 200 км/ч. На нем применены вентильные тяговые двигатели. Электровоз создан на механической части тепловоза ТЭП80, разработанного Коломенским тепловозостроительным заводом. Идут испытания первых двух опытных образцов.

Прошел испытания опытный образец и готовится выпуск опытной партии шестиосных пассажирских электровозов переменного тока ЭП10 с асинхронными тяговыми двигателями. Максимальная скорость электровоза 160 км/ч. Электровоз создан совместно с швейцарской фирмой "Адтранц".

Идут испытания электропоезда переменного тока ЭНЗ с асинхронным тяговым приводом. Поезд создан с участием специалистов научно-исследовательского института электропривода (г. Новосибирск), МИИТ и ВНИИЖТ (г. Москва).

Идет разработка шестиосного пассажирского электровоза постоянного тока 3 кВ с асинхронными тяговыми двигателями. Он будет иметь максимальную скорость 160 км/ч.

НЭВЗ и ВЭлНИИ намерены участвовать в создании

электровозов переменного тока для Узбекистана, тендер на поставку которых объявлен.

Ведутся переговоры о разработке для железных дорог КНДР электровоза двойного питания с асинхронными тяговыми двигателями. Создание такого электровоза позволило бы объединить железные дороги Южной Кореи, электрифицированные на переменном токе 25кВ 60Гц с железными дорогами КНДР, электрифицированными на постоянном токе 3 кВ, и обеспечило бы выход товаров стран Дальнего Востока на российский Транссиб. Организация такого сухопутного, вместо морского, пути в Европу, сокращает продолжительность нахождения товаров в пути на 15 — 20 дней и позволит отправителю груза экономить на каждом контейнере до 300 дол.

Чтобы смягчить влияние монополии одного заказчика (МПС РФ), НЭВЗ, по документации ВЭЛНИИ, освоил производство шахтных контактных электровозов КН10, с часовой мощностью 66 кВт. Электровозы КН10 эксплуатируются на шахтах АО "Ростовуголь" и "Гуковуголь". Создан аккумуляторный шахтный электровоз АРПН14 с емкостью аккумуляторной батареи 120 кВт·ч.

В настоящее время идет разработка нового тягового агрегата переменного тока 10 кВ, 50Гц для Качканарского и Лебединского ГОКов. Агрегат будет состоять из электровозной секции с центральной кабиной и двух моторных думпкаров или двух бустерных секций по выбору заказчика. Опытный образец планируется выпустить в 2001 г.

Ведутся работы по созданию четырехосного электровоза постоянного тока 1,5 кВ с асинхронными тяговыми двигателями для Магнитогорского металлургического комбината. Выпуск опытного образца запланирован на 2002 г.

Завод из узкоспециализированного предприятия превращается в универсального производителя рельсовых транспортных средств для всех отраслей народного хозяйства.

Все это вместе взятое позволяет с оптимизмом смотреть в будущее и надеяться на то, что завод, устоявший в "бурях" экономического кризиса, будет и в XXI веке оснащать магистральные и промышленные железные дороги прогрессивным тяговым электроподвижным составом.

В Академии электротехнических наук РФ

В Президиуме Российской Академии наук (РАН) 6 декабря 2000 г. состоялось ежегодное общее собрание Академии электротехнических наук Российской Федерации (АЭН РФ) совместно с научной сессией Отделения физико-технических проблем энергетики (ФТПЭ) РАН. Со вступительным словом выступил президент АЭН РФ Б.И.Петленко. Он проинформировал собравшихся о работе АЭН РФ в 2000 г.

Среди важнейших работ Академии:

— участие в экспертизе "Стратегии развития России до 2020 г." и разработанной Минэкономикой России "Концепции развития до 2010 г. энергетического машиностроения";

— работа над Электротехнической энциклопедией, первой том которой должен быть подготовлен к печати в первом квартале 2001 г.;

— проведение ряда научно-технических конференций, в том числе по проблемам энергосбережения (г.Магнитогорск), электромагнитной совместимости (г.Санкт-Петербург) и др.

Особо отмечено взаимодействие АЭН РФ с РАН и Госстандартом России, совместно с которым разработан и направлен в соответствующие инстанции ряд документов, законодательно регламентирующих требования к некоторым электротехническим устройствам. Среди них направленные АЭН РФ в Госстандарт России предложения: об унификации бортовых систем обмена информацией (научно-отраслевое отделение "Электроника и вычислительная техника"), о необходимости сертификации агрегатов бесперебойного питания (научно-отраслевое отделение "Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности"), о решении актуальных проблем электромагнитной совместимости (научно-отраслевое отделение "Высоковольтная электротехническая и электронная аппаратура. Электромагнитные излучения, совместимость и экология"), организация технического комитета России в МЭК по магнитным материалам (научно-отраслевое отделение "Средства и системы контроля, управления и автоматизации"), о необходимости разработки и утверждения новых ГОСТ по пожаростойкости кабельных изделий (научно-отраслевое отделение "Электротехнические материалы и изделия") и др.

В программе научной сессии "Электротехника и энергетическая безопасность России" были заслушаны и обсуждены следующие доклады:

"Проблемы энергетической безопасности России в части электроэнергетического оборудования" (академик РАН и АЭН РФ К.С.Демирчян);

"Устойчивая работа энергетики России на базе отечественного электротехнического оборудования" (член-корреспондент РАН, академик АЭН РФ А.Ф. Дьяков);

"Энергетическая безопасность и электротехническая промышленность" (вице-президент АЭН РФ В.Б. Козлов);

"Состояние и перспективы развития диагностики как составной части проблемы энергетической безопасности" (член-корреспондент РАН, академик АЭН РФ В.В.Клюев);

"Состояние и перспективы развития электроэнергетических машинных комплексов" (академик РАН и АЭН РФ И.А. Глебов).

Заслушаны также сообщения членов АЭН РФ:

"Старение и техническая диагностика электрооборудования в электроэнергетике" (почетный член АЭН РФ Л.Г.Мамиконянц);

"Организация информационного обеспечения членов АЭН РФ по программе энергетической безопасности" (член-корреспондент АЭН РФ В.А. Савельев);

"Проблема подготовки в вузах инженеров для работы в научных организациях" (академик АЭН РФ Д.А.Бут);

"Новые электрофизические принципы в развитии электроэнергетики" (член-корреспондент РАН, почетный член АЭН РФ Н.С.Лидоренко);

"Новые физические представления о формах существования материи и их использование в электротехнике" (академик АЭН РФ Г.Е.Иванченко)

На собрании были рассмотрены организационные вопросы АЭН РФ. Главным научным секретарем единогласно избран доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, академик АЭН РФ Ю.М.Иньков, ранее исполнявший эту обязанность в течение года.

Кроме того, был затронут вопрос членства в Академии. В соответствии с Уставом Академии все ее члены должны принимать активное участие в работе соответствующих региональных и научно-отраслевых отделений, участвовать в собраниях Академии и регулярно уплачивать членские взносы. Было высказано предложение о приостановлении членства в Академии лиц, длительное время не уплачивающих членские взносы и утративших связь с Академией, с соответствующей публикацией информации об этих членах в центральной электротехнической печати.

В результате открытого голосования почетными членами АЭН РФ были избраны:

Новиков Олег Яковлевич (1 отделение);

Сипайлов Геннадий Антонович (3 отделение);

Торопцев Николай Демидович (3 отделение);

Веселовский Олег Николаевич (5 отделение);
Ланге Юлий Викторович (7 отделение);
Фишлер Яков Львович (10 отделение);
Марченко Владимир Иосифович (15 отделение);
В соответствии с объявленными в печати вакансиями в результате тайного голосования действительными членами АЭН РФ избраны:

1 отделение — Алпатов Михаил Евгеньевич, Шмелев Сергей Константинович;

2 отделение — Брызгалов Валентин Иванович;

3 отделение — Еременко Владимир Григорьевич, Костиков Владимир Григорьевич, Новиков Вячеслав Константинович;

4 отделение — Шпилевой Виталий Алексеевич;

5 отделение — Галка Виктор Леонидович, Надоров Валерий Петрович, Старостин Анатолий Константинович;

6 отделение — Шепель Георгий Александрович;

7 отделение — Абакумов Алексей Алексеевич, Востриков Анатолий Сергеевич, Колосов Олег Сергеевич, Мужичкий Владимир Федорович, Сухоруков Василий Васильевич, Мужичкий Владимир Федорович;

8 отделение — Арсеньев Павел Александрович, Литюшкин Владимир Васильевич;

9 отделение — Ковалев Лев Кузьмич, Пунин Валерий Тихонович;

10 отделение — Сарычев Генрих Сергеевич;

11 отделение — Клячко Лев Михайлович, Новиков Евгений Станиславович;

12 отделение — Нейман Виктор Миронович;

13 отделение — Смелков Герман Иванович;

14 отделение — Архангельский Вячеслав Алексеевич;

15 отделение — Шатуновский Валерий Леонидович.

Членами-корреспондентами АЭН РФ избраны:

1 отделение — Немцов Михаил Васильевич, Смольников Леонид Евгеньевич;

2 отделение — Дудченко Леонид Николаевич, Молодюк Вик-

тор Владимирович, Ремизов Александр Николаевич;

3 отделение — Афанасьев Александр Александрович; Бродовский Владимир Николаевич, Кузькин Виктор Игоревич, Никифоров Геннадий Васильевич;

4 отделение — Голубев Евгений Геннадьевич, Никитин Дмитрий Алексеевич, Райнин Валерий Ефимович;

5 отделение — Машинин Владимир Васильевич, Мельников Павел Павлович, Опарин Игорь Минович, Перчан Вилан Тарасович, Сеньяин Александр Борисович, Сорин Леонид Наумович;

6 отделение — Артемьев Владимир Дмитриевич, Гаврилов Борис Петрович, Смирнов Николай Владимирович;

7 отделение — Волков Леонид Петрович, Королев Михаил Викторович; Плыкин Александр Васильевич;

8 отделение — Чекалов Виталий Петрович, Чепарин Владимир Петрович;

9 отделение — Битюрин Валентин Анатольевич, Луцет Марк Ошеревич;

10 отделение — Лоханин Андрей Константинович, Соболева Аза Сергеевна;

11 отделение — Войнов Евгений Анатольевич;

12 отделение — Сергеев Виктор Михайлович;

13 отделение — Ануфриев Владимир Николаевич, Осокин Александр Николаевич;

14 отделение — Мишкинис Борис Янович;

15 отделение — Зайнутдинова Лариса Хасановна, Корнилов Иван Константинович.

Общее собрание АЭН РФ и научная сессия Отделения физико-технических проблем энергетики РАН приняли совместное Обращение об энергетической безопасности России к Президенту России В.В.Путину, Председателю Правительства РФ М.М.Касьянову, Секретарю Совета Безопасности РФ С.Б.Иванову, в Государственную Думу Федерального собрания РФ, в Совет Федерации Федерального собрания РФ, текст которого приводится ниже.

В собрании АЭН РФ приняли участие около 300 членов Академии и ее филиалов.

Б.И.Петленко, Президент АЭН РФ, Ю.М.Иньков, Главный ученый секретарь АЭН РФ

ОБРАЩЕНИЕ

участников совместной научной сессии Отделения физико-технических проблем энергетики Российской Академии наук и Академии электротехнических наук Российской Федерации

Энергетическая безопасность России под угрозой. Предельный износ оборудования, намечаемые планы реструктуризации РАО "ЕЭС России", продолжающееся в течение последних двенадцати лет резкое снижение инвестиций в энергетику приводят страну к энергетическому кризису и уничтожению отечественного энергетического машиностроения.

Считаем необходимым срочное государственное вмешательство в процесс реструктуризации энергетики путем создания государственной корпорации "Росэлектро" под контролем Минэнерго России, Минпромнауки России, Минэкономики России и семи федеральных округов за счет выделения в тарифах на электроэнергию инвестиционной составляющей.

В эту корпорацию должны войти:

— государственное унитарное предприятие "Электросети России" с функциями разработки конкретных долгосрочных программ реализации стратегии электроэнергетики и составляющих отраслей промышленности и науки, определения тарифной политики и организации эксплуатации сетей;

— государственное унитарное предприятие "Гидроэнергия" для покрытия пиковых нагрузок с доведением установленной мощности ГЭС до 80 ГВт к 2020 г.

В энергетике должна проводиться государственная тарифная политика, обеспечивающая, во-первых, доходность энергопредприятий и, во-вторых, выделение в государственную собственность всеми энергопредприятиями инвестиционной составляющей в размере не менее 8% себестоимости.

Организация государственной корпорации "Росэлектро" при полном государственном контроле над атомной энергетикой и управляемой тарифной политике позволят избежать кризисной ситуации в электроэнергетике.

Дальнейшее уклонение от принятия перечисленных решений, намечаемая реструктуризация РАО "ЕЭС России" с передачей электрических сетей в части генерирующих мощностей в частную, а тем более иностранную собственность с очевидными последствиями в виде потери заказов для отечественного энергетического машиностроения и страты государственного контроля над тарифной политикой равнозначны преднамеренному разрушению энергетики России с крайне тяжелыми социальными последствиями.

По поручению участников сессии

Заместитель академика-секретаря

**ОФТПЭ РАН
К.С.Демурьян**

**Президент АЭН РФ
Б.И.Петленко**

Редактор отдела О.В. Кунавина. Научный редактор Л.А. Романова.

Сдано в набор 29.01.2001. Подписано в печать 21.03.2001. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 67

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

Николай Федотович Ильинский

(К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ)

24 февраля исполнилось 70 лет действительному члену Академии электротехнических наук РФ, доктору технических наук, профессору кафедры автоматизированного электропривода МЭИ, заслуженному деятелю науки и техники РФ Николаю Федотовичу Ильинскому.

Закончив в 1955 г. МЭИ, Н.Ф.Ильинский начал работать ассистентом кафедры автоматизированного электропривода МЭИ. В 1963 г. Николай Федотович защитил кандидатскую диссертацию, а в 1978 г. — докторскую. В 1968 г. ему присвоено звание доцента, а в 1980 г. — профессора. С 1993 г. Н.Ф.Ильинский — академик Академии электротехнических наук РФ.

С 1978 по 1994 гг. Н.Ф.Ильинский был заведующим кафедрой автоматизированного электропривода, а с 1980 г. одновременно являлся деканом факультета электрооборудования и автоматизации промышленности и транспорта.

Результаты научных исследований Н.Ф.Ильинского получили признание в нашей стране и за рубежом, они реализованы в промышленности. За разработку элементов и систем многокоординатных электроприводов Н.Ф.Ильинскому присуждена Государственная премия СССР в 1981 г.

Н.Ф.Ильинский имеет более 150 печатных работ и изобретений, 4 монографии, 40 авторских свидетельств на изобретения и патентов зарубежных стран.

Им подготовлено свыше 20 кандидатов и 6 докторов технических наук, он руководит 2 диссертационными советами ВАК.

Н.Ф.Ильинский ведет большую общественную работу. Он был членом редколлегии журнала "Электротехника", является членом редколлегии журнала "Электричество".

*Редакция журнала "Электротехника" поздравляет
Николая Федотовича с юбилеем.*