

ISSN 0013-5860





МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”

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



УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

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

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.

Научный редактор Л.А. Романова.

Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 29.05.2006. Подписано в печать 04.07.2006. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 130.

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

№ 8 АВГУСТ 2006

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель с дискретным расположением фазных электромагнитов	2
Богуславский И.З., Кришьянис М.В. Активное и индуктивное сопротивления трапециoidalных стержней клетки мощного частотно-регулируемого двигателя	7
Чучман Ю.И., Черепаняк М.В., Максимович Д.С. Проектирование магнитоэлектрических систем возбуждения беспазовых исполнительных и измерительных электрических машин	10
Джендубаев А.-З.Р. Псевдорекуперативный режим работы асинхронной машины	17
Волохов С.А., Добродеев П.Н. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами	22
Макаров Л.Н. Разработка нового поколения двигателей для рольганговых приводов	27

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Приходько И.А., Анушина Е.С. Использование современных подходов и методов для прогнозирования электропотребления	30
Чемерис В.С. Перспективы создания элегазового выключателя на напряжение 1150 кВ на современном этапе	35
Шишкин С.А. Симметрирование и компенсация активной мощности несимметричных низковольтных нагрузок с помощью конденсаторных батарей	42

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Подпоркин Г.В., Пильщиков В.Е., Сиваев А.Д. Повышение дугогасящей способности длинно-искровых разрядников	47
Морозов В.А., Михеев Г.М. Особенности расчёта высокочастотной нагрузочной системы с целью согласования из параллельного контура с неполным включением	53

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Зекцер Д.М. Вопросы стратегического маркетинга низковольтных электрических аппаратов	59
--	----

CONTENTS

ELECTRIC MACHINES

Smirnov Yu.,V. Electromagnetic switch-inductor motor with discrete arrangement of phase electromagnets	2
Boguslawskii I.Z., Krish'yanis M.V. Trapezoidal rotor bars impedances of large frequency – controlled induction motor	7
Chuchman Yu.I., Cherenanyak M.V., Maksimovich D.C. Designing of excitation magnetoelectric systems of slotless executive and measuring electric machines....	10
Dzhendubaev A-Z.P. Pseudorekuperativnyy state of working anisochronous machine	17
Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N. Shielding abilities of conducting cylinders of finite length with ferromagnetic belts	22
Makarov L.N. Development of the new generation of the engines for roller drives	27

DEVICE OF CONTROL AND DISTRIBUTION TO ELECTRIC ENERGY

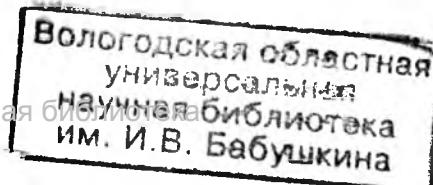
Bortsov Yu.A., Polyahov N.D., Prihod'ko I.A., Anushina E.S. Power consumption forecasting using modern approaches and methods	30
Chemeris V.S. The perspective of the creation of the SF ₆ circuit-breaker for the rated voltage 1150 KV for the modern period	35
Shishkin S.A. Phase-balancing and power factor correction unsymmetrical low-voltage loads by capacity banks	42

RESEARCHES AND CALCULATIONS

Podporkin G.V., Pil'schikov V.E., Sivaev A.D. Enhancing of power arc follow quenching capability of long flashover arresters	47
Morozov V.A., Mikheev G.M. Calculation features of high frequency loading system with matching circuit of tapped down parallel oscillatory circuit	53

TECHNICAL INFORMATION

Zekcser D.M. Questions of strategic marketing low-voltage electric device	59
---	----



Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель с дискретным расположением фазных электромагнитов¹

СМИРНОВ Ю.В.

Предложен электромагнитный вентильно-индукторный двигатель с автономными фазами в виде пар дискретных электромагнитов. Показано, что у предложенного двигателя отсутствует акустический шум, а вибрация минимальна. Описан принцип управления двигателем и даны наиболее важные области предполагаемого применения.

Electromagnetic perspective Switch-induction motor having automatic phases in the form of discrete electromagnet pairs are given. Of in protocol-thaf-the motor has no acoustic noise und its vibration in the smallest. The principle operation of the motor and the most important fields of application are described.

Проблема оснащения производственных объектов промышленности и транспорта недорогими, простыми в управлении и надёжными в эксплуатации регулируемыми электроприводами до сих пор не решена. Базовым элементом любого регулируемого электропривода является приводной двигатель, основные свойства которого в значительной мере определяют технико-экономические характеристики электропривода. Использование в регулируемых электроприводах двигателей постоянного тока неперспективно из-за их низкой надёжности и специфических условий эксплуатации. Применение в регулируемых электроприводах асинхронных двигателей сдерживается сложностью и значительной стоимостью регулируемых преобразователей частоты, а также наличием высших гармоник в токах, подаваемых в обмотки статора, которые приводят к значительному увеличению добавочных потерь, снижению энергетических показателей и уменьшению номинальной мощности двигателей. Синхронные вентильные двигатели с постоянными магнитами ввиду их высокой стоимости нашли применение только в прецизионных регулируемых электроприводах малой мощности. Поэтому современное направление создания высокоэффективных регулируемых электроприводов массового применения при

многофункциональном назначении базируется на разработке новых нетрадиционных приводных двигателей.

Значительный практический интерес представляет создание вентильно-индукторных двигателей (ВИД) с безобмоточным ротором. В [1] описаны конструкция и режимы работы ВИД, отличительными особенностями которого являются однопакетный статор, неравенство чисел зубцов пакетов статора и ротора и расположение катушек обмоток каждой фазы на диаметрально противоположных зубцах пакета статора. У ВИД по [1] результирующий магнитный поток можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих, причём постоянная составляющая практически не зависит от положения ротора и замыкается по ярму пакета статора, а переменная составляющая замыкается через зубцы пакетов статора и ротора, вызывая как врачающий момент, так и тормозные моменты. Существенным недостатком ВИД по [1] является также необходимость прохождения силовых линий полезного магнитного потока по всей длине ярма пакета статора. В [2] приведён анализ электромагнитных процессов в этом двигателе и доказана его недостаточная электромагнитная эффективность. Конструкция ВИД с коротким путём замыкания рабочих магнитных потоков через соседние зубцы пакетов статора и ротора описана в [3]. Этот двигатель по сравнению

¹Печатается в порядке обсуждения

с двигателем [1] имеет лучшие электромагнитные характеристики, но при том же числе фаз требует вдвое большего числа зубцов пакетов статора и ротора. Как отмечено в многочисленных работах, например [4, 5], основными недостатками ВИД являются значительная вибрация и повышенный акустический шум. Все попытки устранить эти недостатки не увенчались успехом, что препятствует внедрению ВИД. Известны только единичные случаи промышленного применения вентильно-индукторных электроприводов на базе ВИД [6].

Указанные недостатки ВИД обусловлены несимметрией их магнитной цепи. Как отмечено в [7], у ВИД невозможно обеспечить одинаковый воздушный зазор по периметру ротора и одинаковые характеристики изменения индуктивности фаз в функции угла поворота ротора. Это приводит к неодинаковым закономерностям изменения намагничивающих сил катушек разных фаз и неравенству магнитных сопротивлений воздушных зазоров между соответствующими зубцами статора и ротора. Поэтому при функционировании ВИД между пакетами статора и ротора создаётся разность магнитных потенциалов, значение которой изменяется по сложному закону, зависящему от многих факторов. Эта разность магнитных потенциалов вызывает прохождение между зубцами статора и ротора магнитных потоков рассеяния. Наиболее неблагоприятными являются магнитные потоки рассеяния, проходящие через соосно расположенные зубцы пакетов статора и ротора, создающие радиальные усилия их притяжения. При вращении ротора у ВИД соосно расположенные зубцы пакетов статора и ротора чередуются, что обуславливает вибрацию двигателя и акустический шум. В [8] экспериментально доказано, что доминирующим фактором возникновения вибрации и акустического шума в ВИД являются сильно сконцентрированные радиальные силы между статором и ротором в магнитной системе с двойной зубчатостью. Необходимо также учитывать, что пакет статора ВИД является резонансным звеном с распределёнными параметрами, в котором могут возникнуть, ударные механические колебания [9]. Следовательно, можно сделать вывод, что вибра-

ция и акустический шум у ВИД принципиально не могут быть устранины.

Вентильно-индукторные двигатели отличаются от шаговых двигателей практически только меньшим числом зубцов пакетов статора и ротора. Автором ранее были предложены электромагнитные шаговые двигатели, характерным отличием которых является автономность фаз и которые могут быть успешно использованы при разработке электромагнитных вентильно-индукторных двигателей (ЭВИД). В частности, автором на базе электромагнитного шагового двигателя [10] разработан ЭВИД вращательного движения с многопакетным статором [11], а на базе электромагнитного шагового двигателя [12] разработан ЭВИД линейного движения с поперечными фазными магнитопроводами [13]. В [11, 13] дана упрощённая методика предварительного проектирования ЭВИД, основой которой является аппроксимация ожидаемых зависимостей изменения индуктивности фазы и фазного тока в функции координаты перемещения.

Отличительной особенностью ЭВИД является отсутствие электромагнитной связи между фазами и, следовательно, отсутствие магнитных потоков рассеяния, замыкающихся через ротор (подвижный элемент). Организация порядка коммутации фаз у ЭВИД проста и не требует создания особой формы импульсов фазного тока, а многофазное исполнение обеспечивает высокое заполнение диаграммы результирующего вращающего момента (результирующей силой тяги), обусловливая минимум пульсаций момента (силы). Из практики применения электромагнитов с однополярным питанием известно, что их функционирование не сопровождается акустическим шумом, это полностью относится и к ЭВИД. В данной статье предлагается новая перспективная конструкция ЭВИД с дискретным расположением фазных электромагнитов на статоре двигателя. В качестве прототипа этого двигателя рассматривается ВИД, описанный в [3].

Конструктивная схема ВИД [3] в трёхфазном исполнении представлена на рис. 1, сплошными линиями показаны пути прохождения рабочих магнитных потоков, а пунктирными – пути прохождения магнитных по-

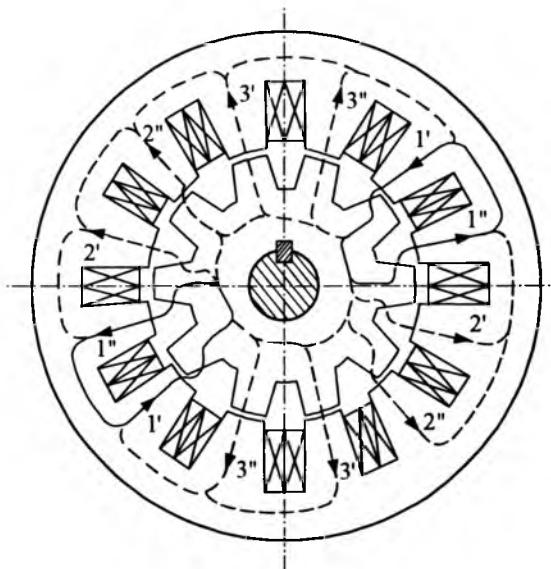


Рис.1

токов рассеяния через ротор. На рис.2 показана схема магнитной цепи для мгновенных значений величин в соответствии с положением ротора ВИД по рис.1 при пренебрежении магнитным сопротивлением стали статора и ротора. Используя метод двух узлов, для мгновенного значения межзубового магнитного напряжения имеем:

$$U_m = \frac{F_1 \left(\frac{1}{R'_{m1}} - \frac{1}{R''_{m1}} \right)}{\frac{1}{R'_{m1}} + \frac{1}{R''_{m1}} + \frac{1}{R'_{m2}} + \frac{1}{R''_{m2}} + \frac{1}{R'_{m3}} + \frac{1}{R''_{m3}}}, \quad (1)$$

где F_1 – мгновенное значение МДС катушки функционирующей фазы; $R'_{m1}, R''_{m1}, R'_{m2}, R''_{m2}, R'_{m3}, R''_{m3}$ – мгновенные значения магнитного сопротивления воздушного зазора между соответствующими зубцами пакетов статора и ротора.

Мгновенные значения магнитных потоков функционирующей фазы определяются выражениями:

$$\Phi'_1 = \frac{F_1 - U_m}{R'_{m1}}, \quad \Phi''_1 = \frac{-F_1 - U_m}{R''_{m1}}. \quad (2)$$

Из (2) для усреднённого мгновенного значения магнитного потока функционирующей фазы

$$|\Phi_1| = \frac{|\Phi'_1| + |\Phi''_1|}{2} = \frac{1}{2} \left[F_1 \left(\frac{1}{R'_{m1}} + \frac{1}{R''_{m1}} \right) - U_m \left(\frac{1}{R'_{m1}} - \frac{1}{R''_{m1}} \right) \right]. \quad (3)$$

Мгновенное значение магнитного потока рассеяния, проходящего через соосно расположенные зубцы пакетов статора и ротора,

$$|\Phi_3| = |\Phi'_3 + \Phi''_3| \approx 2 \frac{U_m}{R_{m3}}, \quad (4)$$

где $R_{m3} \approx R'_{m3} \approx R''_{m3}$.

Пренебрегая малыми составляющими, из (1) получаем:

$$\frac{E_1}{U_m} \approx \frac{2}{\frac{R_{m3}}{R'_{m1}} - \frac{R_{m3}}{R''_{m1}}}. \quad (5)$$

Из (3) и (4) с учётом (5)

$$\left| \frac{\Phi_3}{\Phi_1} \right| \approx \frac{4 \left(\frac{R_{m3}}{R'_{m1}} - \frac{R_{m3}}{R''_{m1}} \right)}{\frac{R_{m3}}{R''_{m1}} + 3 \frac{R'_{m3}}{R''_{m1}}}. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что у ВИД магнитный поток рассеяния через соосно расположенные зубцы пакетов статора и ротора соизмерим со средним значением рабочего магнитного потока. Аналогичный результат имеем и при большем числе фаз ВИД.

На рис.3 представлена конструктивная схема четырёхфазного ЭВИД с дискретным расположением фазных электромагнитов на

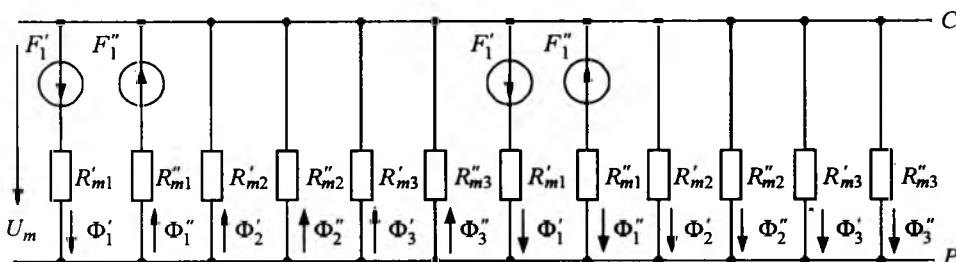


Рис.2

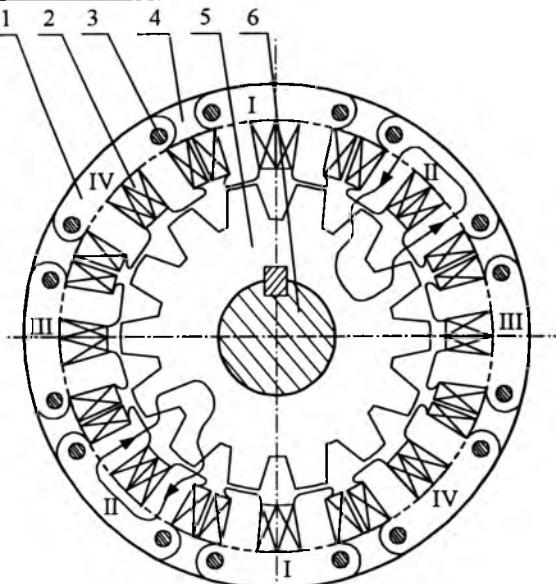


Рис.3

статоре, в которой использован принцип конструкции электромагнитного шагового двигателя [14]. В отличие от ВИД по рис.1 в предлагаемом двигателе каждая фаза состоит из двух электромагнитов, включающих в себя сердечники 1 и катушки обмотки 2, расположенные на полюсах сердечников. Сердечники электромагнитов крепятся с помощью шпилек 3 к двум охватывающим их с обеих сторон кольцам 4 из неферромагнитного материала, например, алюминия. Зубчатый пакет ротора 5 и подшипники находятся на валу 6. Подшипниковые щиты из алюминиевого сплава крепятся на шпильках 3. Пакеты ротора и сердечников электромагнитов собираются из штампованных пластин электротехнической стали. Каждый электромагнит собирается вне двигателя на двух шпильках путём проклеивания пластин и последующего прессования пакета, после чего производится намотка катушек непосредственно на полюсах сердечников. Наконечники полюсов электромагнитов сдвинуты относительно осей полюсов и являются зубцами электромагнитов. В результате получается дешёвая, компактная и жёсткая конструкция ЭВИД с автономными электромагнитами при отсутствии электромагнитной связи между фазами. Общее число зубцов электромагнитов, расположенных на статоре $z_c = 4m$, где m – число фаз ЭВИД. Соответственно число зубцов пакета ротора $z_p = 7m / 2$. Угловой сдвиг между осями полюсов электромагнитов $\alpha_p = 2\pi / z_c = \pi / 2m$. Соответственно для уг-

лового сдвига между осями зубцов ротора имеем: $\alpha_p = 2\pi / z_p = 4\pi / 7m$. В базовом варианте ЭВИД на валу устанавливается оптоэлектронный или электромагнитный датчик углового положения ротора, который выдаёт команды на коммутатор для включения и выключения фаз.

Предлагаемый ЭВИД является реверсивным, и направление вращения ротора определяется порядком следования фаз. Так для вращения ротора против часовой стрелки порядок чередования фаз: I, II, III, IV. Включение соответствующей обмотки фазы производится при нейтральном положении зубцов ротора относительно электромагнитов фазы. Отключение обмотки фазы осуществляется при положении ротора, соответствующем выполнению двух условий: 1) достижение фазного тока максимального значения, исходя из допустимого нагрева обмотки; 2) необходимость спадания фазного тока до нуля при последующем соосном расположении зубцов статора и ротора. Первое условие выполняется за счёт выбора уровня питающего напряжения, подаваемого от управляемого полупроводникового выпрямителя. Второе условие выполняется за счёт выбора значения ёмкости форссирующих конденсаторов [15] и настройки датчика углового положения ротора. Оба этих условия при наладке опытного образца вентильно-индукторного электропривода с ЭВИД легко осуществляются. У ЭВИД при указанном на рис.3 положении ротора включается фаза III, функционирует фаза II (показаны пути прохождения рабочих магнитных потоков), а отключённая фаза I обеспечена. Управляемый выпрямитель питания, оснащённый системой СИФУ, позволяет осуществить плавное регулирование частоты вращения ротора ЭВИД [12].

Проектирование ЭВИД является сложной многокритериальной задачей, базирующейся на неразрывно связанных между собой математических моделях электромагнитных, теплофизических и электромеханических процессов. Для электрических машин с двойной зубчатостью магнитной системы, к которым относится ЭВИД, построение полной адекватной математической модели невозможно [16]. Поэтому для проектирования опытного образца ЭВИД можно использовать упрощённый метод расчёта, предложенный в [15].

Настройка и экспериментальные испытания опытного образца ЭВИД позволяют оптимизировать его параметры и характеристики с последующей корректировкой параметров двигателя.

Очень важной является проблема создания перспективных взрывобезопасных регулируемых электроприводов. Применяемые в настоящее время электроприводы на базе специализированных взрывозащищённых асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором во многих случаях не удовлетворяют постоянно повышающимся требованиям промышленных объектов. Наиболее простым способом обеспечения взрывозащиты электродвигателей является заливка обмоточного пространства термореактивным компаундом, обеспечивающим отсутствие непосредственного контакта токоведущих частей двигателя с окружающей средой. Температура обмоток ротора асинхронных двигателей значительно превышает температуру обмоток статора, поэтому указанный способ взрывозащиты асинхронных двигателей невозможен. Отличительной особенностью вентильно-индукторных двигателей является отсутствие обмоток на роторе и, следовательно, тепловыделения в пакете ротора. Исполнение взрывозащищённых ВИД с заливкой обмоточно-го пространства статора термореактивным компаундом невозможно из-за сильной вибрации двигателя. В то же время у ЭВИД практически отсутствует вибрация, что позволяет говорить о возможности создания взрывозащищённых ЭВИД. При проектировании взрывозащищённых ЭВИД достаточно обеспечить заливку термореактивным компаундом обмоток статора и организовать минимальный технологический зазор между статором и ротором, сопоставимый с значением "мёртвого пространства", в котором пламя не возбуждается и не распространяется.

Актуальной проблемой при создании нового поколения производственного оборудования является максимальное сокращение или полное устранение механической передачи в электроприводах. Решение этой проблемы сдерживается отсутствием серийно выпускаемых высокомоментных тихоходных электродвигателей в наиболее востребованном диапазоне мощностей от единиц до сотен киловатт. Тихоходное исполнение ЭВИД

по [11] легко выполняется за счёт увеличения числа зубцов пакетов статора и ротора. Для снижения номинального значения частоты вращения ротора у ЭВИД по рис.3 необходимо соответствующее увеличение числа фаз. Наиболее перспективно использование тихоходных ЭВИД в машинах с циклической ударной нагрузкой, у которых ротор ЭВИД дополнительно функционирует как маховик для обеспечения необходимого запаса кинетической энергии, а отсутствие обмоток на роторе значительно снижает вибромеханический износ двигателя.

Список литературы

1. Lawrenson P. Variable Speed Switched reluctance motors // IEEE Proc. 1980. Vol. 127, № 44.
2. Курбасов А. С. Отчёт создания индукторных реактивных электрических двигателей // Электричество. 1997. № 7. С. 46–49.
3. Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993.
4. Бычков М.Г., Кисельникова А.В., Семенчук В.А. Экспериментальное исследование шума и вибраций в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. 1997. № 12. С. 40–46.
5. Гаинцев Ю.В. Ещё раз о вентильно-индукторном электроприводе // Электротехника. 1998. № 6. С. 25–27.
6. Miller T.J.T Optimal Design of Switched Reluctance Motors // IEEE Transaction on Industrial Electronics. 2002. Vol. 49, № 6.
7. Ильинский Н.Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода // Электричество. 2003. № 2. С. 2–7.
8. Cameron G., Lang J., Umann S. The origin and Reduction of Acoustic Noise in Transactions on Industry Applications. 1992. Vol. 28, № 6.
9. Wu C., Pollock C. Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the Switches Reluctance drive // IEEE Transaction on Industry Application. 1995. Vol. 31, № 1.
10. А.с.1399862 СССР. Н02К41/03. Линейный шаговый электродвигатель / Смирнов Ю.В. // Открытия. Изобретения. 1985.
11. Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель // Электротехника. 2000. № 3. С. 20–22.
12. А.с. 1375068 СССР. Н02К41/03. Линейный шаговый электродвигатель / Смирнов Ю.В. // Открытия. Изобретения. 1985.
13. Смирнов Ю.В. Линейные вентильно-индукторные двигатели // Электричество. 2002. № 1. С. 37–43.
14. А.с.1382356 СССР. Н02К41/03. Линейный шаговый электродвигатель / Смирнов Ю.В. // Открытия. Изобретения. 1984.
15. Смирнов Ю.В. Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя // Электротехника. 2002. № 11. С. 32–36.
16. Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А. Универсальный численный метод моделирования электромеханических преобразователей и систем // Электричество. 2002. № 7.

Смирнов Юрий Васильевич – доцент Московского государственного индустриального университета, канд. техн. наук

Активное и индуктивное сопротивления трапециoidalных стержней клетки мощного частотно-регулируемого двигателя

БОГУСЛАВСКИЙ И.З., КРИШЬЯНИС М.В.

Приведены выражения для расчёта активного и индуктивного сопротивлений стержней трапециoidalной формы беличьей клетки ротора асинхронного двигателя. Они представлены в виде, удобном для практического использования.

В настоящее время в различных отраслях промышленности (металлургия, нефте- и газодобыча, горнодобывающая, цементная промышленность, электроэнергетика) широко используются частотно-регулируемые приводы на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Практика показывает, что использование таких приводов позволяет повысить производительность оборудования за счёт обеспечения оптимальной частоты вращения для заданного эксплуатационного режима. Например, регулированием скорости насосов водоподготовки в зависимости от загрузки в течение суток достигается повышение их технико-экономических показателей.

Отметим, что на частотно-регулируемые асинхронные двигатели не распространяются требования, обычные для асинхронных двигателей при пуске их от сети промышленной частоты (к кратности пусковых токов, пусковому и максимальному моментам и др.) [1]. Поэтому параметры вторичного контура схемы замещения [2] и, следовательно, геометрия стержней беличьей клетки могут быть выбраны, исходя из иных требований к технико-экономическим показателям такого двигателя, чем двигателя промышленной частоты.

В результате открывается перспектива повышения электромагнитного использования частотно-регулируемых асинхронных двигателей за счёт увеличения линейной нагрузки клетки ротора [3] при сохранении степени насыщения её магнитной цепи и перегревов на уровне, обычном для машин промышленной частоты [1]. Одним из путей повышения электромагнитного использования является

Abstracts. Analytic expressions for trapezoidal rotor bars impedances of large frequency – controlled induction motor has been obtained. These analytic expressions are presented in form, which is suitable for engineering calculations.

применение в конструкции беличьей клетки трапециoidalного стержня и, соответственно, трапециoidalного паза с широким верхним основанием в зоне расточки (рис.1). Отметим, что для повышения электромагнитного использования широко используется трапециoidalный паз ротора: он получен путём развертки прямоугольного паза таким образом, что ширина зубца ротора сохранена примерно постоянной вдоль всей высоты h паза; она равна узкой части зубца прямоугольного паза. Тогда его площадь и, соответственно, площадь меди в нём возрастают по сравнению с площадью исходного прямоугольного в 1,2–1,25 раза [4]. Аналогичную конструкцию целесообразно использовать и для зубцовой зоны ротора частотно-регулируемого двигателя. Для его беличьей клетки отличие состоит в способе укладки стержней в пазы, что связано с размером зазора, значительно меньшим, чем у турбогенератора. С целью снижения пульсаций магнитного потока пазы с беличьей клеткой выполняются (в отличие от пазов турбогенератора) полузакрытыми со

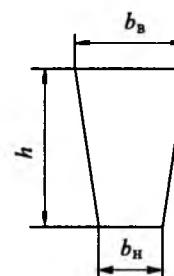


Рис.1. Трапециoidalный стержень клетки частотно-регулируемого двигателя (b_B , b_H – соответственно ширина верхнего и нижнего оснований; h – высота стержня; отношение оснований $\beta = b_B / b_H$)

шилицом шириной обычно 2–5 мм. Поэтому стержни клетки заводятся в паз с торца. Для сохранения уровня насыщения магнитной цепи [1] такого частотно-регулируемого двигателя индукцию в зубце ротора достаточно выбрать на 5–10% меньше, чем в узкой части зубца ротора асинхронного двигателя с прямоугольным пазом.

Определим активное и индуктивное сопротивления вторичного контура схемы замещения частотно-регулируемого асинхронного двигателя с такими трапецидальными стержнями (рис.1) беличьей клетки ротора. Эти сопротивления необходимы для расчёта распределения токов в контурах ротора и статора двигателя, а также добавочных потерь в нём [5]. Предполагается, что в кривой напряжения преобразователя частоты содержатся гармоники порядков $Q_1 = 7, 13, 19, \dots$ и $Q_2 = 5, 11, 17, \dots$. Они образуют в расточке статора магнитные поля, врачающиеся несинхронно с ротором и индуцируют в его контурах токи следующих частот: $f_2 = f_1(Q_1 - 1 + s_1)$ и $f'_2 = f_1(Q_2 + 1 - s_1)$, где f_1 – частота первой гармоники питающего напряжения статора; s_1 – скольжение, вычисленное для этой гармоники. Таким образом, расчёт сопротивлений вторичного контура схемы замещения должен быть проведён с учётом поверхностного эффекта при частотах f_2 и f'_2 .

Рассмотрим подробнее методы расчёта поверхностного эффекта в таких стержнях. Для прямоугольного стержня известно аналитическое решение в замкнутой форме, полученное из одномерного уравнения Гельмгольца [2]. Однако для стержня трапецидальной формы (рис.1) аналитическое решение этого уравнения приводит к сложным выкладкам, поэтому в практических расчётах целесообразно использовать численные методы, а результаты расчёта (коэффициенты K_X и K_R) обработать с помощью критериев подобия и представить в виде графиков. Здесь K_X и K_R – соответственно коэффициенты уменьшения индуктивности и увеличения омического сопротивления.

Мы использовали метод конечных элементов, метод магнитосвязанных контуров (МСК [6]) и (МКЭ [7, 8]). В качестве критериев по-

добия для обобщения результатов расчёта (коэффициентов K_X и K_R) могут быть выбраны следующие [1, 2]: приведённая высота проводника $H = k'h$ и отношение размеров верхнего и нижнего оснований трапецидального паза $\beta = b_{\text{в}} / b_{\text{н}}$ (рис.1). Здесь $k' = [\omega \mu_0 / (2\rho)]^{0,5}$; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота тока: $f = f_2$ или же $f = f'_2$; μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; ρ – удельное сопротивление проводника (обычно при 75°C).

МКЭ, реализующий систему уравнений Максвелла на плоскости, т.е. в системе 2D [7, 8], позволяет получить решение практически с любой заданной степенью точности. Однако использование МКЭ для вариантовых расчётов асинхронных двигателей приводит к значительным затратам времени, если расчёт коэффициентов K_X и K_R включён в общую задачу САПР, в которой содержатся нелинейные блоки, реализуемые методом итераций. В инженерной практике это может вызвать определённые трудности. Поэтому для инженерных расчётов удобнее использовать метод МСК, оценивая его погрешность с помощью МКЭ. Погрешность вызвана тем, что в отличие от МКЭ этот метод предполагает одномерную формулировку задачи расчёта поля рассеяния: принимается, что линии магнитного векторного потенциала [2] этого поля – прямые, параллельные основанию паза, ток, следовательно, изменяется только по высоте паза. Оценка погрешности метода МСК приведена в *Приложении*.

Результаты расчётов представлены в следующем виде:

– для коэффициента K_X в виде графика (рис.2): $K_X = K_X(k'h, \beta)$; при больших значениях приведённой высоты ($k'h > 12$) может быть принято $K_X \approx 0,1 \div 0,12$;

– для коэффициента K_R в виде графика (рис.3): $K_R = K_R(k'h, \beta)$; на этом графике приведённая высота $k'h < 3$; при $k'h > 3$ зависимость $K_R = K_R(k'h, \beta)$ является семейством прямых, её удобно представить в виде

$$K_R = A(k'h) + B, \quad (1)$$

причём оба коэффициента зависят только от отношения $\beta = b_{\text{в}} / b_{\text{н}}$; графики зависимостей $A = A(\beta)$, $B = B(\beta)$ представлены на рис.4.

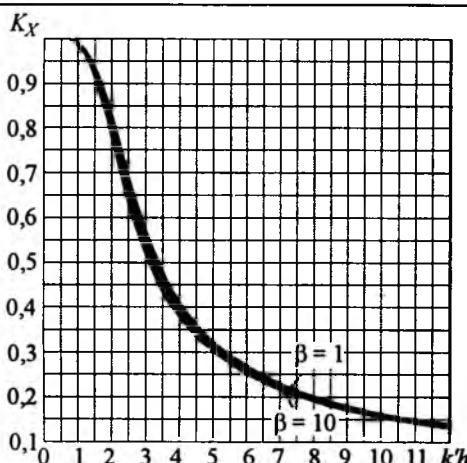


Рис.2. Зависимость $K_X = f(k'h)$

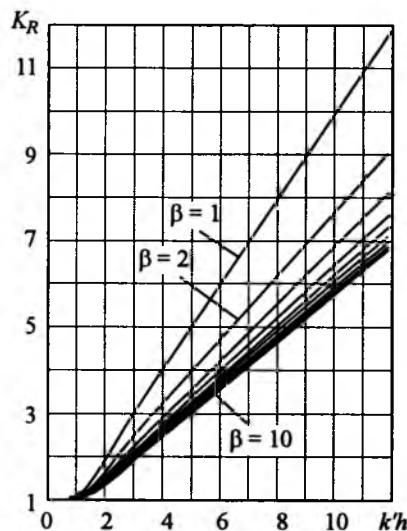


Рис.3. Зависимость $K_R = f(k'h)$

Примеры расчёта

Пример 1. Задано: размеры стержня трапециoidalного сечения (рис.1): $h = 50$ мм, $b_{\text{в}} = 24$ мм, $b_{\text{н}} = 12$ мм. Частота тока $f_2 = 250$ Гц. Материал стержня – медь.

Определить K_X , K_R .

Решение:

$$k' = [\omega \mu_0 / (2\rho)]^{0,5} = [(2\pi \cdot 250)(4\pi \cdot 10^{-7}) / (2 \cdot 0,217 \cdot 10^{-7})]^{0,5} = 2,133 \cdot 10^2.$$

$$k'h = (2,133 \cdot 10^2)(5 \cdot 10^{-2}) = 10,66.$$

$$\beta = b_{\text{в}} / b_{\text{н}} = 24 \cdot 10^{-2} / (12 \cdot 10^{-2}) = 2.$$

Из графика на рис.2: $K_X = K_X(k'h, \beta) = K_X(10,66; 2) = 0,142$.

Из графика на рис.4: $A = A(\beta) = A(2) = 0,744$; $B = B(\beta) = B(2) = 0,214$.

По уравнению (1)

$$K_R = A(k'h) + B = 0,744 \cdot 10,66 + 0,214 = 8,145.$$

Результаты: $K_X = 0,142$; $K_R = 8,145$.

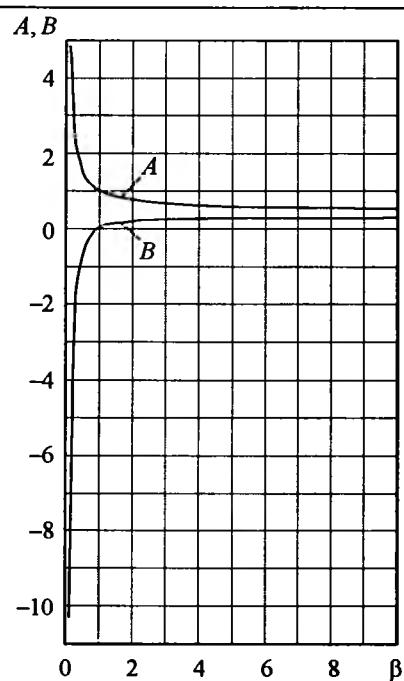


Рис.4. Зависимость $A = f(\beta)$, $B = f(\beta)$

Пример 2. Задано: размеры стержня трапециoidalного сечения (рис.1) – те же, что и в примере 1. Частота тока $f_2 = 350$ Гц. Материал стержня – алюминий.

Определить K_X , K_R .

Решение:

$$k' = [\omega \mu_0 / (2\rho)]^{0,5} = [(2\pi \cdot 350)(4\pi \cdot 10^{-7}) / (2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-7})]^{0,5} = 1,8586 \cdot 10^2.$$

$$k'h = (1,8586 \cdot 10^2)(5 \cdot 10^{-2}) = 9,293.$$

$$\beta = b_{\text{в}} / b_{\text{н}} = 24 \cdot 10^{-2} / (12 \cdot 10^{-2}) = 2.$$

Из графика на рис.2: $K_X = K_X(k'h, \beta) = K_X(9,293; 2) = 0,161$

Из графика на рис.4: $A = A(\beta) = A(2) = 0,744$; $B = B(\beta) = B(2) = 0,214$.

По уравнению (1)

$$K_R = A(k'h) + B = 0,744 \cdot 9,293 + 0,214 = 7,128.$$

Результаты: $K_X = 0,161$; $K_R = 7,128$.

Приложение

Оценка погрешности при расчёте K_X , K_R методом МСК

Вычисления коэффициентов K_X и K_R проводились МКЭ [7, 8] в диапазоне значений $H = k'h$, β , представляющих практический интерес (таблица).

Для этих же параметров вычислялись коэффициенты K_X , K_R методом МСК. Погрешность для K_X вычислена из соотношения: $\epsilon = 100 \cdot |K_{X(\text{МКЭ})} - K_{X(\text{МСК})}| / K_{X(\text{МКЭ})}$. Аналогично вычислена и погрешность для K_R .

В результате получено, что в указанном диапазоне параметров H и β метод МСК даёт значения коэффициентов K_X , K_R с погрешностью $\epsilon \leq 5\%$, что приемлемо для практических расчётов.

β			
H	1	5	10
2	$\Delta K_R = 2,69\%$ $\Delta K_X = 2,77\%$	$\Delta K_R = 0,14\%$ $\Delta K_X = 1,27\%$	$\Delta K_R = 4,53\%$ $\Delta K_X = 4,17\%$
7	$\Delta K_R = 0,94\%$ $\Delta K_X = 0,46\%$	$\Delta K_R = 3,42\%$ $\Delta K_X = 2,72\%$	$\Delta K_R = 4,58\%$ $\Delta K_X = 4,07\%$
12	$\Delta K_R = 2,47\%$ $\Delta K_X = 2,33\%$	$\Delta K_R = 3,41\%$ $\Delta K_X = 3,05\%$	$\Delta K_R = 4,04\%$ $\Delta K_X = 3,23\%$

Список литературы

1. Проектирование электрических машин / Под ред. Копылова И.П. М.: Энергия, 1980.
2. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники. М.-С.-Петербург: Питер, 2004.

3. Богуславский И.З., Лангваген Е.С. Выбор геометрии зубцовой зоны ротора частотно-регулируемого короткозамкнутого двигателя // Электротехника. 2001. № 4.

4. Титов В.В. Хуторецкий Г.М., Загородная Г.А. и др. Турбогенераторы. Расчёт и конструкция. Л.: Энергия, 1967.

5. Шуйский В.П. Расчёт электрических машин. Л.: Энергия, 1968.

6. Богуславский И.З. Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учётом распределения в них температуры // Электричество. 1981. № 9.

7. Elcut 5.2. Руководство пользователя. Производственный кооператив ТОР. СПб, 2005.

8. Дубицкий С.Д. ELCUT 5.1. Платформа разработки приложений анализа полей. Exponenta Pro // Математика в приложениях. 2004. № 1(5). С.20–26.

Богуславский Илья Зеликович – главный специалист, шеф-электрик Ленинградского электромашиностроительного завода "ПО ЛЭЗ", (С.-Петербург), проф. кафедры "Электрические машины" Санкт-Петербургского ГПУ, доктор техн. наук.

Кришьянис Майя Волдемаровна – ассистент кафедры электрических машин Санкт-Петербургского ГПУ.

Проектирование магнитоэлектрических систем возбуждения беспазовых исполнительных и измерительных электрических машин

ЧУЧМАН Ю.И., ЧЕРЕПАНЯК М.В., МАКСИМОВИЧ Д.С.

Представлены результаты теоретических исследований магнитоэлектрических систем возбуждения исполнительных и измерительных электрических машин, обмотки которых расположены в немагнитном слое якоря. Исследования были выполнены на трёхмерных моделях магнитных систем с широкой вариацией размеров и взаимных расположений элементов магнитных систем. Приведены рекомендации по практическому использованию закономерностей пространственного распределения магнитного поля. Показана целесообразность существенного увеличения воздушного зазора машин с немагнитными и гладкими якорями.

Одной из важнейших задач этапа проектирования электрических машин, а особенно, измерительных и исполнительных машин высоких классов точности является коррект-

In this article are considered the theoretical researches results of magnetolectric excitation systems for executive and measuring electric machines which windings are placed in a nonmagnetic layer of an armature. Researches were carried out on three-dimensional models magnetic systems with a wide variation of the sizes and systems elements positional relationship. In the article is given the recommendation for practical use of the magnetic field distribution rules. The expediency of air-gap essential increase in the nonmagnetic armature machines is shown as well.

ное определение выходных характеристик, эксплуатационных параметров и других технико-экономических показателей. Эта задача может быть решена только в случае наличия

достоверной информации о закономерностях отклика упомянутых показателей на влияния каких-либо изменений, вносимых в конструкцию машины. Для электрических машин, как и для всех других видов электромеханических преобразователей энергии и информации, чрезвычайно важной является информация о пространственном распределении магнитного поля в воздушном зазоре и его изменениях, которые могут происходить в процессе отработки конструкции машины, технологии изготовления или при замене активных материалов. Несмотря на многолетний опыт создания электрических машин и солидные научные наработки в этой области, существует ряд проблемных вопросов, которые требуют тщательной проработки с учётом современных тенденций развития техники и новых возможностей проведения научных исследований. В частности, к таким проблемам относятся вопросы использования постоянных магнитов в системах возбуждения машин. В данной работе предпринимается попытка выявления характерных особенностей проектирования измерительных и исполнительных машин, возбуждение которых осуществляется с использованием современных высококоэрцитивных постоянных магнитов.

Объект и метод исследований

Анализ конструкций измерительных и исполнительных машин и каталожных данных таких машин [1–4] приводит к выводу, что наилучшие показатели точности преобразования входных параметров (ток, частота обращения) в соответствующий им выходной параметр (момент, напряжение) достигаются в машинах магнитоэлектрического возбуждения с беспазовой структурой якоря [4, 5]. Некоторое ухудшение энергетических показателей преобразования энергии и информации в таких машинах, по сравнению с машинами, которые имеют классические ферромагнитные зубчатые якоря, является платой за достижение более высоких метрологических показателей (линейность исходных характеристик, уровень пульсаций основного выходного параметра, быстродействие и т.п.). Вместе с тем необходимо заметить, что заметное ухудшение энергетических показателей таких машин наблюдается только в машинах с относительно малым рабочим воз-

душным промежутком, в котором расположена якорная обмотка.

Создание корректных теоретических моделей для исследования магнитных полей в системах с постоянными магнитами до последнего времени было практически невозможным из-за ограниченного быстродействия вычислительных средств, а проведение экспериментальных исследований, обеспечивающих получение достоверной информации, является процессом довольно трудоёмким и требует значительных материальных затрат.

Появление программных продуктов OPERA-3D и ANSYS [6] позволяет приступить к таким исследованиям. Перед авторами была поставлена задача выполнить теоретическое исследование распределения магнитного поля в немагнитном промежутке машины магнитоэлектрического возбуждения и выявить закономерности, понимание которых может быть использовано при разработке моментных двигателей и тахогенераторов, предназначенных для прецизионных следящих электроприводов.

Исследования проводились на плоской линейной модели магнитной системы, имеющей следующие параметры: длина постоянных магнитов и магнитопроводов, на которых они установлены, $l_m = 40$ мм; ширина магнитов $b_m = 20$ мм; расстояние между соседними магнитами c_m изменялось в пределах от нуля до 20 мм; рабочий промежуток варьировался в пределах от 2,5 до 22,5 мм; толщина магнитов $h_m = 5$ мм; материал магнитов КСП37 ($H_c = 520$ кА/м, $B_r = 0,85$ Тл).

На рис.1,а показана типичная картина распределения магнитного поля в плоскости, перпендикулярной к поверхности полюсов, которая пересекает их по серединам. На

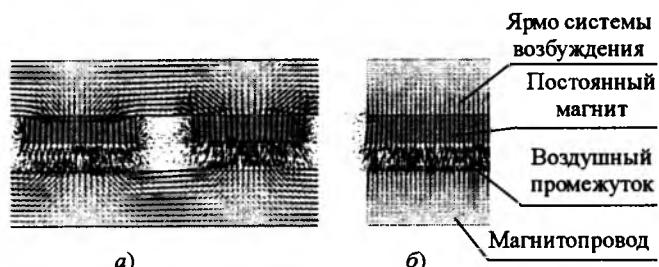


Рис.1. Распределение магнитного потока в исследуемой системе:

а – в плоскости, перпендикулярной к поверхности полюсов, проходящей по их серединам; б – в плоскости, проходящей вдоль середины полюса

рис.1,б представлена картина поля в плоскости, расположенной на продольной оси полюса, которая проходит через его центр (плоскость перпендикулярна к описанной ранее). При проведении расчётов пространственная модель разбивалась на конечные элементы второго порядка с общим количеством узлов сетки от 170000 до 210000.

Эффективность использования постоянных магнитов в машинах с немагнитными якорями

В ходе исследований определялась средняя индукция в воздушном зазоре, который изменялся от нуля до 22,5 мм.

Зависимость среднего значения индукции B в системе, подвергнутой исследованиям, от воздушного промежутка δ показана кривой 1 на рис.2. Принимая во внимание, что в соответствии с законом Ампера сила, действующая на проводник с током, расположенный в магнитном поле, пропорциональна произведению индукции и тока, который проходит по этому проводнику, можно утверждать, что электромагнитный момент, создаваемый машиной,

$$M = R(B\delta), \quad (1)$$

где R – постоянная, значение которой определяется размерами машины и особенностями её конструкции, которые влияют на значение момента, принятой плотностью тока в якорной обмотке j и коэффициентом заполнения медью k_3 немагнитного промежутка.

Таким образом, произведение $B\delta$ определяет значение момента, который может быть создан машиной данных конструкции и габа-

ритов, что позволяет произвести исследования влияния δ на один из основных показателей качества электрической машины. Кривая 2 на рис.2 – зависимость $B\delta$ от δ . Анализ результатов исследований приводит к выводу, что промежуток δ_2 , при котором достигается максимальный момент, значительно превышает промежуток δ_1 , который соответствует максимальному использованию магнитной энергии постоянного магнита

$\left(\frac{BH}{2}\right)_{\max}$ [7]. В рассматриваемом случае машина с теми же самыми магнитами может создавать момент практически на 40% больший, чем при использовании существующих рекомендаций [7].

Принимая во внимание, что практически все постоянные магниты на основе самарий-кобальта и неодим-феррум-бора имеют линейную характеристику размагничивания $B = f(H)$, отмеченная закономерность присуща всем этим материалам. Одновременно необходимо заметить, что эта закономерность присуща и другим постоянным магнитам, в частности, магнитам типа Alnico [8]. Для корректного определения δ_2 , при котором достигается оптимальное использование магнитов, необходимо произвести расчёт зависимости $B = f(\delta)$, что позволяет построить зависимость $B\delta = f(\delta)$. Поскольку современные постоянные магниты имеют довольно высокую стоимость, а габариты и массы электрических машин целесообразно уменьшать, установленная закономерность имеет не только теоретическое значение, но и реальную практическую ценность.

Распределение поля в воздушном зазоре

Приведённые на рис.1 картины свидетельствуют, что силовые линии магнитного поля при прохождении через воздушный промежуток изменяют свое направление: часть из них, выйдя из рабочей поверхности магнита, входит в поверхность магнитопровода, обращённую к рабочей поверхности магнита, а другая часть – уходит к другим поверхностям. Эту другую часть поля принято называть рассеянием, т.е. той частью поля, которая не принимает участия в создании момента. Искривления силовых линий магнитного поля определяют изменение значения

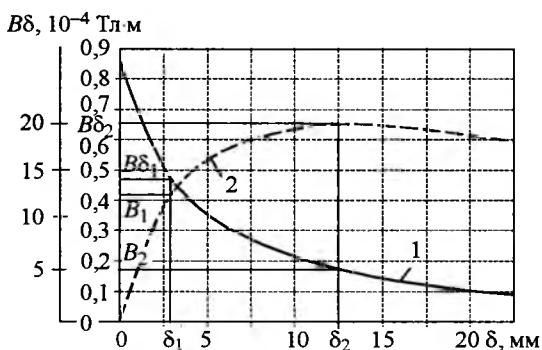


Рис.2. Зависимость среднего значения индукции (1) и произведения $B\delta$ (2) от размера воздушного промежутка магнитной системы, подвергнутой исследованиям

нормальной составляющей магнитной индукции в зависимости от местоположения точки в воздушном промежутке, а в совокупности с потоками рассеяния приводят к изменению среднего значения нормальной составляющей индукции по мере удаления от рабочей поверхности полюсов.

С целью определения количественных характеристик таких влияний были выполнены исследования магнитной системы с различными δ , b_m и c_m . На рис.3,а приведены результаты исследований системы при $\delta = 7,5$ мм и $c_m = 10$ мм, а на рис.3,б – при $\delta = 2,5$ мм и $c_m = 10$ мм. На рис.3 линиями 1 показано распределение нормальной составляющей индукции в пределах полюсного деления в

плоскости, расположенной на поверхности постоянного магнита, линиями 2 – по середине высоты воздушного промежутка, линиями 3 – на поверхности магнитопровода, расположенного на расстоянии δ от поверхности полюса.

Приведенные зависимости позволяют прийти к выводу о существенном изменении гармонического состава индукции при изменении высоты расположения плоскости, в которой производится определение, над поверхностью полюса. Для подтверждения сказанного в табл.1 приведены результаты гармонического анализа зависимостей (рис.3,а).

Отмеченные изменения гармонического состава распределения индукции могут стать

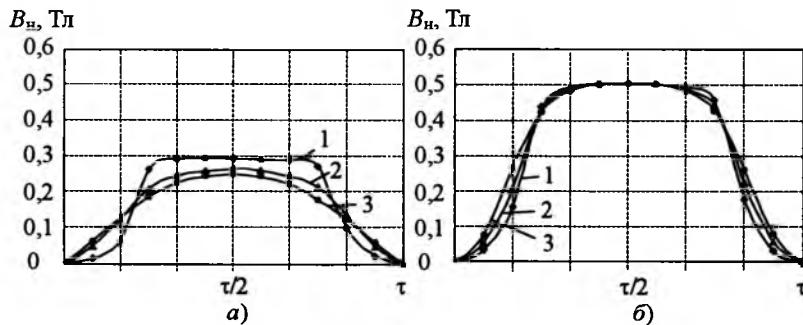


Рис.3. Влияние высоты расположения плоскости над поверхностью полюса на распределение нормальной составляющей индукции в пределах полюсного деления:
а – при $\delta = 7,5$ мм и $c_m = 10$ мм; б – при $\delta = 2,5$ мм и $c_m = 10$ мм; 1 – на поверхности полюса; 2 – на середине высоты воздушного промежутка; 3 – на поверхности магнитопровода

Таблица 1

Зависимость гармонических составляющих распределения магнитной индукции от высоты расположения плоскости, в которой проводились измерения

Номер гармоники	Амплитуда гармоники					
	На поверхности полюса		На середине высоты воздушного промежутка		На поверхности магнитопровода	
	Абсолютная, Тл	Относительная, %	Абсолютная, Тл	Относительная, %	Абсолютная, Тл	Относительная, %
1	0,307	100	0,274	89,25	0,254	82,73
3	0,023	7,614	0,002	0,644	0,0007	0,245
5	0,053	17,312	0,016	5,068	0,0042	1,351
7	0,011	3,512	0,007	2,268	0,0018	0,577
9	0,019	6,053	0,0009	0,295	0,0009	0,313
11	0,0087	2,827	0,0002	0,075	0,0011	0,368
13	0,0033	1,059	0,0005	0,172	0,0004	0,151
15	0,0017	0,552	0,0003	0,11	0,00004	0,013
17	0,0007	0,23	0,00006	0,019	0,00006	0,019

причиной возникновения дополнительных пульсаций основного исходного параметра при воздействии на машину внешних вибраций, ударов и линейных ускорений.

Среднее значение индукции, определяемое по соотношению

$$B = \frac{1}{\tau_0} \int B(\gamma) d\gamma, \quad (2)$$

практически линейно уменьшается по мере удаления от поверхности полюса. При $\delta = 7,5$ мм это изменение несколько превышает $\pm 20\%$ по сравнению со значением посередине промежутка, а при $\delta = 2,5$ мм – $\pm 2,5\%$.

Изменения среднего значения индукции по высоте зазора для машин с немагнитными дисковыми и полыми цилиндрическими якорями могут быть причиной возникновения одной из составляющих температурной погрешности преобразователей, обусловленной тепловыми деформациями активных частей машины. Появившаяся возможность детерминирования таких изменений создаёт предпосылки для уменьшения этого вида погрешностей за счёт соответствующего выбора конструкционной схемы машины, так как появляется возможность компенсации тех составляющих температурной погрешности, которые обусловлены температурной нестабильностью параметров постоянных магнитов и обмоточных проводов.

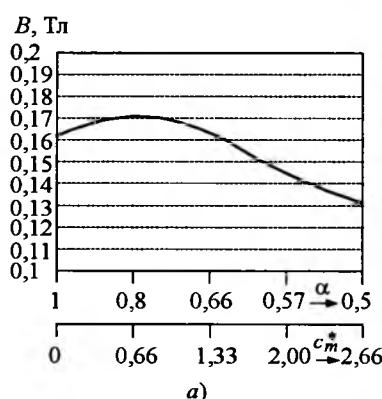
Влияние коэффициента полюсного перекрытия

Изменение коэффициента полюсного перекрытия $\alpha = b_m / (b_m + c_m)$ приводит к изменению формы и значения магнитного поля.

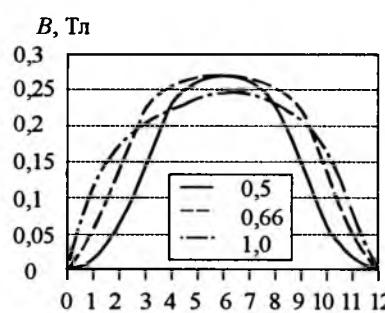
На рис.4,а показана закономерность изменения средней нормальной составляющей индукции в магнитной системе с $\delta = 7,5$ мм при изменении α в пределах от 0,5 до 1,0, что в рассматриваемом случае соответствует изменению относительного значения межполюсного промежутка $C_m^* = \frac{c_m}{\delta}$ в пределах от нуля до 2,66.

Данные рис.4,а позволяют сделать заключение, что в рассматриваемом случае максимальная нормальная составляющая индукции в воздушном промежутке достигается при $\alpha = 0,8$ и $C_m^* = 0,66$. Увеличение α свыше 0,8 (уменьшение C_m^* менее 0,66) приводит к снижению этой составляющей, что говорит о нецелесообразности такого решения с точки зрения использования материала постоянных магнитов. Уменьшение индукции, возникающее при этом, обусловлено возрастанием потоков рассеяния между боковыми и торцевыми поверхностями соседних полюсов при уменьшении расстояния между ними.

На рис.4,б показано влияние коэффициента полюсного перекрытия на картину распределения индукции в воздушном промежутке, а в табл.2 приведены результаты гармонического анализа этих распределений. Представленные данные разрешают констатировать, что путём соответствующего выбора α можно успешно бороться с высшими гармониками: например, уменьшение α от 0,8 до 0,66 разрешает уменьшить 3-ю гармонику в 25 раз, при этом первая гармоника уменьшается менее чем на 1%.



а)



б)

Рис.4. Влияние коэффициента полюсного перекрытия на параметры магнитного поля:

а – на значение средней индукции в рабочем промежутке; б – на форму кривой распределения индукции

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Таблица 2

Зависимость значения гармонических составляющих распределения магнитной индукции от коэффициента полюсного перекрытия, %

Номер гармоники	Коэффициент полюсного перекрытия				
	1,0	0,8	0,66	0,57	0,5
1	100	106	105	95,9	89,9
3	10,64	10,71	0,41	8,87	17,55
5	2,7	1,57	6,7	5,52	6,25
7	0,783	1,38	2,47	0,72	1,64
9	0,841	0,572	0,021	0,79	0,80
11	0,859	0,322	0,242	0,24	0,73
13	0,508	0,165	0,159	0,13	0,40
15	0,222	0,07	0,116	0,09	0,06
17	0,137	0,03	0,0055	0,011	0,04

Примечание. Данные получены путём сравнения амплитуд соответствующих гармоник с первой гармоникой индукции при $\alpha = 1,0$, абсолютное значение которой 0,268 Тл.

Магнитное поле на торцах магнитной системы

За пределы магнитной системы выходит часть магнитного потока, создаваемого полюсами системы возбуждения, что хорошо видно на рис.1,б. Проведённые исследования показывают, что при увеличении воздушного зазора эта часть потока также увеличивается. Принимая во внимание целесообразность существенного увеличения воздушного зазора, дальнейшее повышение эффективности использования постоянных магнитов в машине может быть достигнуто за счёт утилизации этой части магнитного потока.

На рис.5 показаны зависимости нормальных составляющих индукции, определённых на разных высотах над поверхностью полюса; в пределах магнитной системы и за её пределами. Как видно из рис.5, в непосредственной близости к торцам магнитной системы магнитный поток достаточно велик, на расстоянии до 10 мм от торца магнитной системы при $\delta = 7,5$ мм магнитная индукция составляет приблизительно 50% её максимального значения, которое достигается в центре системы. Таким образом, напрашивается вывод о необходимости учитывать торцевое выпучивание магнитного потока при проектировании лобовых частей катушек якорной обмотки.

Рекомендации по проектированию электрических машин, построенные с учётом ре-

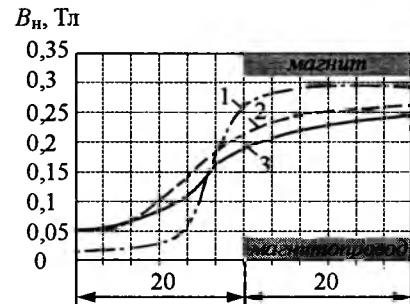


Рис.5. Распределение нормальной составляющей магнитной индукции вдоль оси полюса системы возбуждения:

1 – на поверхности полюса; 2 – в средней части воздушного промежутка; 3 – на поверхности магнитопровода

зультатов проведённых теоретических исследований, были использованы при создании моментных двигателей и тихоходных тахогенераторов, предназначенных для астрономических приводов, и подтверждены результатами экспериментальных исследований.

Выводы

- Установленная зависимость эффективности использования магнитов от длины воздушного зазора имеет практическую ценность, реальным результатом которой является увеличение электромагнитного момента, создаваемого машиной, при неизменной массе использованных магнитов.

2. Отмеченная закономерность ставит задачу модернизации существующих или разработки новых методов оптимального проектирования магнитных систем.

3. Учёт изменения средней индукции по высоте воздушного промежутка и гармонического состава её распределения вдоль полюсного деления обеспечивает возможность повышения точности электромеханических преобразователей магнитоэлектрического возбуждения.

4. Увеличение коэффициента полюсного перекрытия свыше 0,8 или уменьшение расстояния между боковыми поверхностями магнитов менее воздушного зазора, является нецелесообразным с точки зрения использования материала постоянных магнитов.

5. Выбор значения коэффициента полюсного перекрытия необходимо осуществлять с учётом тщательного анализа распределения поля в воздушном промежутке.

6. Лобовые части якорных катушек необходимо проектировать с учётом выпрямления магнитного потока за торцы магнитной системы.

Список литературы

1. Inland Motor Kollmorgen Corporation.-Inland Motor. 1988.

2. Sierracin Magnedyne. Large Thin-ring Shaped DC Motors For Precision Control of Large Rotation Devices. PMI Motors. New York.

3. Hubner. Gleichstrom – Tachometers – Dynamos. Johannes Hubner fabric Elektrischer mashinen. Berlin.

4. Беленький Ю.М., Граве В.В., Шебанов А.В. Бесконтактные моментные электродвигатели серии ДБМ // Приводная техника. 1998. № 10.

5. Chuchman Y., Zavgorodny V. Direct drive DC torque motors and tachogenerators with permanent magnet excitation for astrophysics equipment // XXXIII Intern. Sympos. On Electrical Machines. Kielz 09-12.06.97. Poznan, 1997. С. 79–83.

6. Коплун А.Б., Морозов Э.М., Олферьева М.А. ANSYS в руках инженера: Практическое руководство. М.: Едиториал УРСС, 2003.

7. Постоянные магниты: Справочник / Под ред. Ю.М. Пятна. М.: Энергия, 1980.

8. Чучман Ю.И. Разработка и исследование магнитоэлектрических тахогенераторов постоянного тока с полым якорем. Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Львов, 1976.



Чучман Юрий Иванович – главный научный сотрудник Специального конструкторского бюро электромеханических систем Национального университета "Львовская политехника", профессор, доктор техн. наук. Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1966 г. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию "Разработка и исследование магнитоэлектрических тахогенераторов постоянного тока с полым якорем", в 1998 г. – докторскую диссертацию "Разработка исполнительных и измерительных электрических машин постоянного тока инфразвуковых частот вращения".



Черепаняк Мирон Владимирович – старший научный сотрудник Специального конструкторского бюро электромеханических систем Национального университета "Львовская политехника", специалист в области разработки специальных электрических машин для систем автоматики. Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1977 г.



Максимович Денис Степанович – младший научный сотрудник Специального конструкторского бюро электромеханических систем Национального университета "Львовская политехника", магистр, аспирант, специалист в области FEA моделирования. Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 2002 г.

Псевдорекуперативный режим работы асинхронной машины¹

ДЖЕНДУБАЕВ А.З.Р.

Введено новое понятие – псевдорекуперационный режим работы асинхронной машины. Показано, что этот режим граничит с режимом рекуперации. Приведены результаты расчёта и эксперимента.

The new notion as pseudo-regenerative mode of operations of the induction machine is enfranchised. It is shown, that this mode borders on a regenerative mode. The predicted and experimental results are reported.

Режимы работы асинхронной машины хорошо изучены и, на первый взгляд, кажется, что в этом вопросе уже нет места для каких-либо уточнений. Однако это не так. Прежде чем приступить к обсуждению заявленного режима рассмотрим названия, которые обычно используются в литературе (таблица).

Как видно из таблицы, единое название имеют только режимы асинхронной машины при $0 < s < 1$ ($0 < \omega_p < \omega_0$) и $s < 0$ ($\omega_p > \omega_0$), т.е. двигательный режим, когда машина развивает полезную механическую мощность на валу, и генераторный, когда полезная активная мощность отдаётся в сеть. Название "режим тормоза" при работе машины со скольжением $s > 1$ ($\omega_p < 0$) в основном используют специалисты в области электромеханики, а специалисты в области электропривода используют название "тормозной режим противовключения" и даже "генераторный режим

(противовключение)". Последнее, весьма спорное, название связано с тем, что в электроприводе все режимы, кроме двигательного, принято считать одновременно тормозными и генераторными.

Обычно под генераторным режимом понимают режим рекуперации, когда механическая мощность со стороны вала преобразуется в электрическую и за вычетом потерь отдается в сеть. Своеобразным "антитиподом" этого режима является двигательный режим. В этом режиме активная мощность, поступающая из сети, преобразуется в механическую и за вычетом потерь передается на вал машины. Точкой симметрии на оси скольжения, до и после которой происходит изменение направления передачи электромагнитной мощности, а следовательно, и режима работы, является $s = 0$ ($\omega_p = \omega_0$). На границе между двигателем режимом и режимом противо-

Литература	$s > 1$ ($\omega_p < 0$)	$0 < s < 1$ ($0 < \omega_p < \omega_0$)	$s < 0$ ($\omega_p > \omega_0$)
[1, с.81], [4, с.405], [6, с.151], [9, с.236], [10, с.193], [11, с.81], [12, с.212]	Режим тормоза	Режим двигателя	Режим генератора
[2, с.32], [8, с.188]	Режим электромагнитного тормоза	Режим двигателя	Режим генератора
[3, с.500],	Режим противовключения	Двигательный режим	Генераторный режим
[5, с.158]	Тормозной режим противовключения	Двигательный режим	Генераторный режим
[7, с.172]	Режим электромагнитного торможения	Двигательный режим	Генераторный режим с отдачей энергии в сеть (рекуперативное торможение)
[13, с.82]	Торможение противовключением	Двигательный режим	Торможение с отдачей энергии в сеть (генераторный режим работы параллельно с сетью)
[14, с.198]	Генераторный режим (противовключение)	Двигательный режим	Генераторный режим (рекуперативный)

¹ Печатается в порядке обсуждения.

включения расположена ещё одна точка, которая является "свидетелем" качественных изменений, – точка $s = 1$ ($\omega_p = 0$). Режим работы на "крайнем правом фланге", т.е. при $1 < s < +\infty$ ($0 < \omega_p < +\infty$), отличается от двигательного только тем, что мощность поступает со стороны вала. При этом направление передачи электромагнитной мощности и активной мощности из сети остаётся таким же, как в двигательном режиме.

В связи с изложенным можно предположить, что на "крайнем левом фланге", т.е. за режимом рекуперации (при $n > 2n_1$), должен существовать некий "антипод" режиму противовключения. Этот режим должен отличаться от режима рекуперации только одним показателем – активная мощность должна потребляться из сети. При этом направление передачи электромагнитной мощности и мощности со стороны вала должно оставаться таким же, как и в режиме рекуперации.

Для доказательства выдвинутого предположения воспользуемся рис.1, на котором представлены кривые активной мощности $P_{эл} = f(s)$, потребляемой или отдаваемой в

сеть, электромагнитной мощности (момента) $P_{эл} \approx M = f(s)$ и механической мощности на валу $P_{мех} = f(s)$. Следует отметить, что при расчёте кривых учитывались только электрические потери ($\Delta P_{эл1} = I_1^2 r_1$, $\Delta P_{эл2} = I_2^2 r_2$), а остальными пренебрегали. Такое допущение естественно снизило точность расчёта, однако не внесло качественных изменений. Расчёт осуществлялся в относительных единицах. На рис.1 также представлены энергетические диаграммы соответствующих режимов.

На рис.1 вместо термина "генераторный режим" используется термин "рекуперативный". Это сделано для того, чтобы подчеркнуть то, что это не просто генераторный режим, под которым в электроприводе подразумеваются все режимы кроме двигательного [13, 14], а именно генераторный режим с отдачей электрической энергии в сеть. Этот режим возникает при $s_{эл1} > s > s_{эл2}$, где $s_{эл1}$ и $s_{эл2}$ – скольжения, при которых активная мощность, поступающая из сети, равна нулю.

Из рис.1 видно, что при $s_{эл2} > s > -\infty$ машина начинает работать в качественно ином

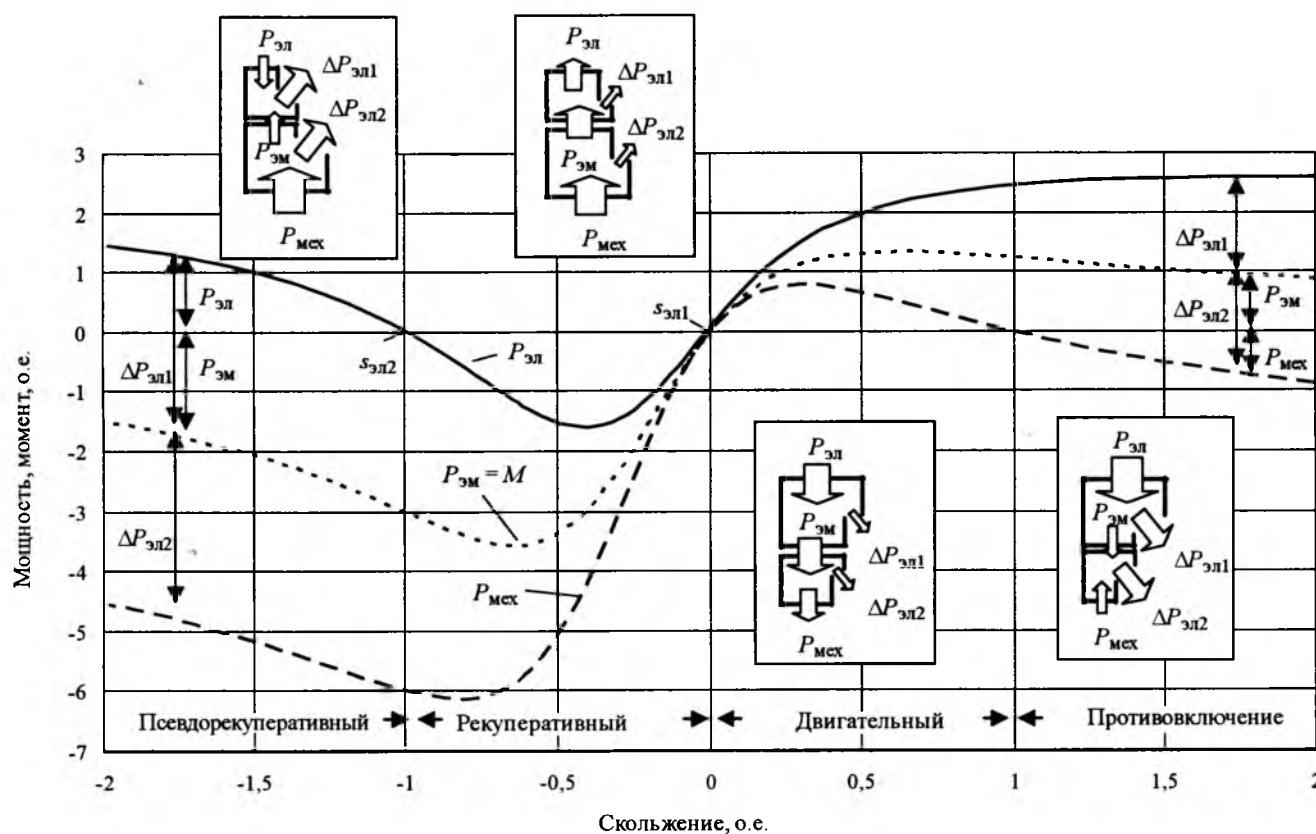


Рис.1
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

режиме, поскольку она потребляет из сети активную мощность, а не отдает ее, как это имеет место в режиме рекуперации. Значит, предположение о существовании на "крайнем левом фланге" "антиподы" режиму противовключения, нашло свое подтверждение. Назовем этот режим "псевдорекуперативным режимом", хотя можно использовать и более длинное и несколько туманное название "генераторный режим с потреблением активной мощности из сети".

Общей чертой режима противовключения и псевдорекуперативного режима является то, что мощность поступает как из сети, так и со стороны вала и рассеивается в машине. Различие заключается в том, что в режиме противовключения мощность, поступающая из сети, всегда больше мощности, поступающей со стороны вала, а при псевдорекуперативном режиме – наоборот. Это объясняется тем, что в первом случае электромагнитная мощность, как и в двигательном режиме, передается от статора к ротору, а во втором, как и в рекуперативном, – наоборот. Соответствующие направления передачи мощностей показаны на энергетических диаграммах, представленных на рис.1.

Таким образом, введение понятия "псевдорекуперативный режим" оправдано в той же степени, что и существующее понятие "режим противовключения", поскольку в первом случае при изменении скольжения происходит качественное изменение относительно рекуперативного режима, а во втором – относительно двигательного.

Следует подчеркнуть, что в данном вопросе автор статьи не претендует на роль "первоходца". Многие авторы были достаточно близки к "открытию" этого режима. Однако они по тем или иным причинам не оказывали должного внимания этому режиму или считали, что он является рекуперативным (генераторным) режимом.

Так, в [1] участок на круговой диаграмме, соответствующий псевдорекуперативному режиму, описан следующим образом: "Дуга окружности между точками Q и H также соответствует генераторному режиму, однако на этом участке генератор не отдаёт в сеть, а получает от неё активную мощность, которая совместно с механической мощностью, сооб-

щаемой валу, расходуется на покрытие потерь в машине" [1, с.150]. Это утверждение, к сожалению, входит в противоречие с другим определением генераторного режима: "Если ротор асинхронной машины вращать посторонним двигателем в направлении вращения поля с угловой скоростью $\omega_2 > \omega_1$, то машина перейдет в генераторный режим и будет отдавать в сеть активную мощность" [1, с.79]. В [15] В.И. Ключев пишет, что "... при $\omega_0 < \omega < \omega_{gr}$ имеет место рекуперативное торможение..., а при $\omega > \omega_{gr}$ двигатель начинает потреблять энергию из сети, как и при режиме противовключения" [15, с.158]. Несмотря на очевидные качественные отличия этого режима от всех остальных, он, к сожалению, так и не дал названия этому режиму, и, с этой точки зрения, оставил вопрос открытым. Одна из первых попыток привлечь внимание к этой проблеме была предпринята в [16].

Столь редкое упоминание о специфическом (псевдорекуперативном) режиме машины при значительных отрицательных скольжениях можно объяснить несколькими причинами.

Во-первых, возможной причиной, "завуалировавшей" этот режим, стала механическая характеристика, которую многие авторы используют при анализе режимов работы машины. К сожалению, она не всегда позволяет оценить направление потока электромагнитной мощности между машиной и сетью (рис.1). По механической характеристике можно судить лишь о направлении электромагнитной мощности. По этой причине авторы считали, что машина работает в рекуперативном (генераторном) режиме, даже в том случае, когда скольжение ротора $s < s_{el2}$ [10, с.193, 11, с.81].

Во-вторых, при построении зависимости электрической (электромагнитной) и механической мощностей машины от скорости (скольжения) авторы или не используют скольжения $s < s_{el2}$ [1, с.92, 4, с.407] или продолжают утверждать, что это генераторный режим [12, с.212]. В последнем случае авторы не делают различий между режимом, при котором активная мощность отдаётся в сеть, и режимом, при котором мощность потребляется из сети.

В-третьих, можно предположить, что "пренебрежительное" отношение к псевдорекупе-

ративному режиму работы асинхронной машины связано с тем, что такой режим не используется на практике.

Однако в теоретическом плане эти причины не могут служить основанием для игнорирования этого режима, поскольку псевдорекуперативный режим работы асинхронной машины реально существует. Подтверждением этому служат экспериментальные данные, которые получены в ходе исследования асинхронной машины серии МТ-11-6. Они показывают, что машина при $s < s_{эл2}$ ($n > 2n_1$) потребляет из сети активную мощность (рис.2). При проведении экспериментов к обмотке статора было подведено напряжение $U = 0,177U_n$, что позволило использовать приводной двигатель (ДПТ) соизмеримой мощности. Расчёты показали, что пониженное напряжение на статоре асинхронной машины не привело к

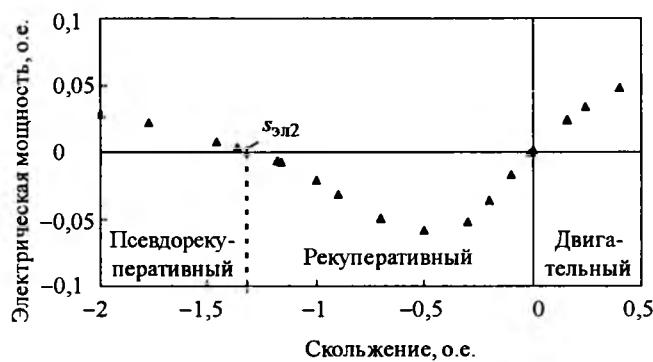


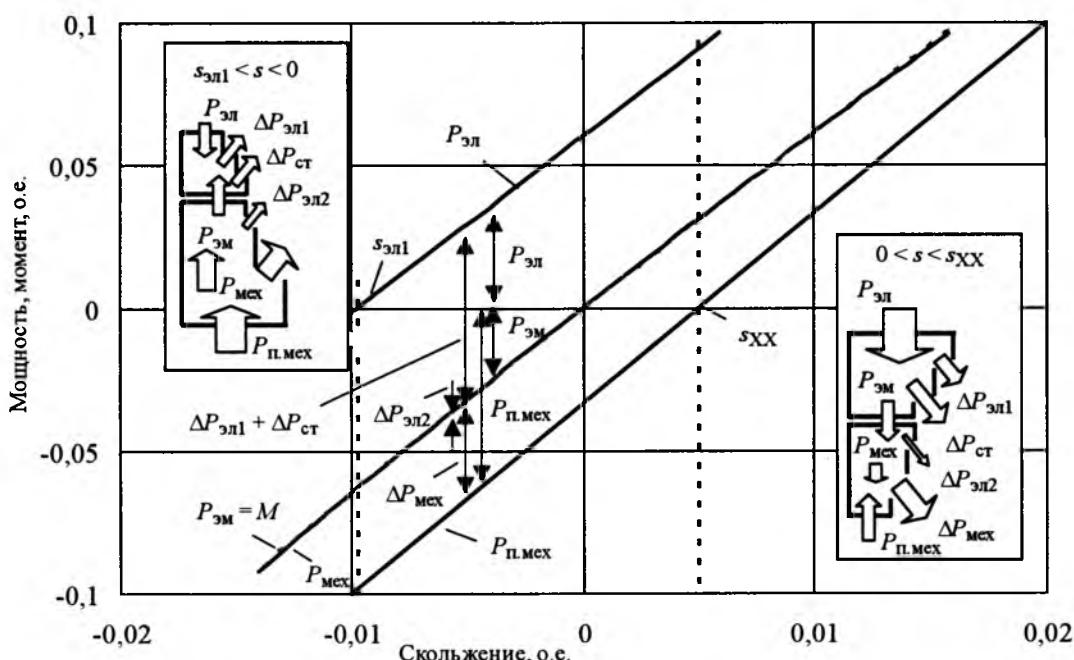
Рис.2

качественным изменениям.

Следует ещё раз отметить, что рекуперативный режим работы машины имеет место только при $s_{эл1} > s > s_{эл2}$. С ростом вращающего момента машина начинает генерировать в сеть активную мощность только после того, как компенсирует свои потери, т.е. при $s_{эл1} > s$. Поскольку при скольжениях, близких к $s = 0$, потери покрываются за счёт мощности, поступающей из сети и вала, то дальнейший анализ проведём с учётом электрических потерь, потерь в стали статора ($\Delta P_{ст}$) и механических потерь ($\Delta P_{мех}$).

При $s = s_{эл1}$ активная мощность сети $P_{эл} = 0$, поскольку наблюдается баланс между полезной механической мощностью на валу и потерями в машине, т.е. $P_{п.мех} = \Delta P_{эл1} + \Delta P_{ст} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_{мех}$. Электромагнитная мощность направлена от ротора к статору точно так же, как при рекуперативном и псевдорекуперативном режимах работы. Соответствующая энергетическая диаграмма и кривые представлены на рис.3.

При $s = 0$ потери со стороны статора покрываются за счёт активной мощности, потребляемой из сети, т.е. $P_{эл} = \Delta P_{эл1} + \Delta P_{ст}$, а механические потери – за счёт полезной механической мощности на валу $P_{п.мех} = \Delta P_{мех}$.

Рис.3
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

При этом электромагнитная мощность $P_{\text{эм}} = 0$.

Естественно, что в режиме холостого хода, когда $P_{\text{п.мех}} = P_2 = 0$, а $s = s_{XX} > 0$, потери в машине покрываются только за счёт мощности, поступающей из сети ($P_{\text{эл}} = \Delta P_{\text{эл1}} + \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{эл2}} + \Delta P_{\text{мех}}$), при этом КПД $\eta = P_2 / P_1 = 0$. Следовательно, двигательный режим асинхронной машины имеет место при $1 > s > s_{XX}$. В электроприводе момент, обусловленный механическими потерями в машине, обычно прибавляют к моменту статической нагрузки или просто его не учитывают. В этом случае $P_{\text{п.мех}} = P_{\text{мех}}$, $s_{XX} = 0$, а двигательный режим имеет место при $1 > s > 0$.

При $s_{\text{эл}} < s < s_{XX}$ потери покрываются за счёт мощности, поступающей как из сети, так и со стороны вала. По своей сути это тормозной режим. Направления потоков мощности из сети и вала совпадают с направлениями, которые имеют место в тормозных режимах противовключения и псевдорекуперации. Однако в количественном отношении они не сопоставимы.

Таким образом, проведённый анализ и представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что асинхронная машина, подключённая к сети, может работать в пяти режимах:

1. $1 < s < \infty$ ($-\infty < \omega_p < 0$) – режим противовключения.

2. $s_{XX} < s < 1$ ($0 < \omega_p < 1$) – двигательный режим.

3. $s_{\text{эл1}} < s < s_{XX}$ ($\omega_{XX} < \omega_p < \omega_{\text{эл1}}$) – тормозной режим, обусловленный потерями холостого хода.

4. $s_{\text{эл2}} < s < s_{\text{эл1}}$ ($\omega_{\text{эл1}} < \omega_p < \omega_{\text{эл2}}$) – рекуперативный режим (генераторный режим с отдачей активной мощности в сеть).

5. $-\infty < s < s_{\text{эл2}}$ ($\omega_{\text{эл2}} < \omega_p < +\infty$) – псевдорекуперативный режим (генераторный режим с потреблением активной мощности из сети).

Список литературы

1. Петров Г.Н. Электрические машины. Ч.2. Асинхронные и синхронные машины. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. М.-Л.: Энергия, 1965.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
4. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия. 1980.
5. Бертинов А.И., Бут Д.А., Мизурин С.Р. и др. Специальные электрические машины. М.: Энергоиздат, 1982.
6. Копылов И.П. Электрические машины. М.: Энерготомиздат, 1986.
7. Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины: Асинхронные машины. М.: Высшая школа, 1988.
8. Бут Д.А. Основы электромеханики. М.: Изд-во МАИ, 1996.
9. Сили С. Электромеханическое преобразование энергии. М.: Энергия, 1968.
10. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М.-Л.: Энергия, 1964.
11. Данку А., Фаркаш А., Надь Л. Электрические машины. М.: Энерготомиздат, 1984.
12. Веников В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Высшая школа, 1978.
13. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981.
14. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод. М.: Энерготомиздат, 1986.
15. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энерготомиздат, 1985.
16. Джендубаев А-З.Р. Об одном аспекте изложения вопросов рекуперативного торможения в курсе электрических машин и электропривода // Изв. вузов. Электромеханика. 2004. № 1. С. 70 – 72.

Джендубаев Абрек-Заур Рауфович – доцент кафедры электроснабжения Карачаево-Черкесской государственной технологической академии, канд. техн. наук.

Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами

ВОЛОХОВ С.А., ДОБРОДЕЕВ П.Н.

Исследованы экранирующие способности проводящего цилиндра конечной длины с ферромагнитными поясами, установленными с внутренней стороны цилиндра у торцов и с наружной стороны по центру. Показано, что такие экраны обладают уникальным свойством – резонансной зависимостью экранного эффекта от основных параметров (толщины проводящего слоя, толщины и ширины ферромагнитных поясов), следствием которого является возможность настройки экранного эффекта.

В [1] показано, что незамкнутый с торцов проводящий цилиндр конечной длины обладает ограниченным предельным экранным эффектом, т.е. при частоте экранируемого поля $\omega \rightarrow \infty$ (или проводимости материала экрана $\gamma \rightarrow \infty$) коэффициент экранирования стремится к некоторому постоянному значению, тогда как у замкнутых экранов он стремится к нулю. Там же установлено, что если у торцов цилиндра с внутренней стороны расположить ферромагнитные пояса, то его экранирующие свойства приближаются к экранирующим свойствам замкнутого экрана. Однако высокие экранные эффекты на промышленной частоте (50 Гц) достигаются при существенных толщинах проводящего цилиндра. Например, экранный эффект 20 достигается при толщине медного цилиндра 12 мм.

Стремление получить высокие экранирующие свойства цилиндров конечной длины на промышленной частоте при минимальной массе (ориентация на корпуса электрических машин) стимулировало дальнейшие исследования экранов, состоящих из проводящего цилиндра и ферромагнитных поясов, некоторые результаты которых приведены ниже.

Геометрия экрана. Конструктивно экран состоит из открытого с торцов проводящего цилиндра и ферромагнитных поясов, расположенных с внутренней стороны цилиндра у торцов (торцевые пояса) и с наружной стороны по центру (центральный пояс), как

The shielding abilities of the conducting cylinder of final length with ferromagnetic belts installed on the inside of the cylinder at butt-ends and on the outside in the centre are investigated. It is shown, that such shields have unique property – resonance dependence of shielding effect on basic parameters (thickness of a conducting layer, thickness and width of ferromagnetic belts), which consequence is the opportunity of customization of shielding effect.

изображено на рис.1. Такие ферромагнитные пояса незначительно изменяют габаритные и весовые показатели экрана, легко могут быть изготовлены из рулонной электротехнической стали, что обеспечивает их высокие магнитные свойства.

Такая геометрия экрана логически вытекает из результатов исследований цилиндрического экрана с торцевыми поясами [1]. Из векторной диаграммы магнитных моментов экрана с торцевыми поясами, приведённой в [1], очевидно, что для дальнейшего снижения результирующего магнитного момента

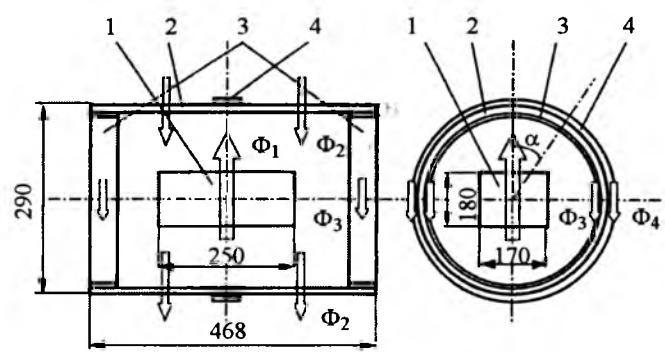


Рис.1. Незамкнутый цилиндрический экран с ферромагнитными поясами:

1 – источник магнитного поля; 2 – проводящий цилиндр; 3 – торцевые пояса; 4 – центральный пояс; Φ_1 – магнитный поток источника; Φ_2 – магнитный поток вихревых токов цилиндра; Φ_3 – магнитный поток в торцевых поясах; Φ_4 – магнитный поток в центральном пояссе

требуется создать относительно небольшой магнитный момент, направленный против разности магнитных моментов источника и вихревых токов экрана, и почти очевидно, что таким магнитным моментом обладает центральный пояс.

Эксперименты проведены на экране со следующими параметрами:

- медный цилиндр имеет длину 468 мм, наружный диаметр 290 мм, толщину стенки 2 мм;

- ферромагнитные пояса изготовлены путём навивки из полос электротехнической стали марки 3411 размером $0,35 \times 50 \times 1500$ мм; изменение толщины или ширины поясов осуществлялось за счёт изменения количества полос.

Характеристика источника магнитного поля. Источник магнитного поля (в дальнейшем источник) представляет собой катушку, габаритные размеры которой приведены на рис. 1. Число витков катушки $w = 133$, номинальный ток $I = 18$ А, магнитный момент $M_1 = 140$ А·м².

Программа и методика измерений. Наиболее приемлемым методом для анализа внешнего магнитного поля электротехнических изделий является метод магнитных моментов [1, 2]. При использовании этого метода реальные источники магнитного поля (контуры с током и намагниченные ферромагнетики) заменяются магнитными моментами, определенным образом расположенными в объёме изделия.

Программа измерений предусматривала получение зависимости результирующего магнитного момента источника поля с экраном от геометрических размеров поясов на промышленной частоте (50 Гц), зависимости экранного эффекта от частоты и векторные диаграммы магнитных моментов.

Магнитный момент объекта испытаний определялся по результатам измерений напряжённости магнитного поля с помощью индукционного "точечного" датчика, тарированного совместно с селективным макровольтметром и установленного по главной оси источника на расстоянии 2 м от его геометрического центра (метод разновременного сравнения меры и измеряемого изделия). Установка датчика на расстоянии, превыша-

ющем максимальный габаритный размер экрана более чем в 4 раза, обеспечивает достаточно полное соответствие между магнитным моментом и напряжённостью (индукцией) магнитного поля. Экспериментальное распределение напряжённости магнитного поля вокруг источника на расстоянии 2 м от геометрического центра подтвердило дипольный характер магнитного поля на этом расстоянии. Нормальная составляющая напряжённости поля распределяется по $\cos\alpha$, касательная составляющая – по $\sin\alpha$, их максимальные значения различаются в 2 раза и соответствуют расчётным данным по формулам [3, 4] для источника с заданным магнитным моментом:

$$H_R = \frac{M}{2\pi R^3} \cos\alpha; \quad H_\tau = \frac{M}{2\pi R^3} \sin\alpha.$$

Временная фаза измеряемой величины при всех измерениях определялась относительно базового сигнала, которым служил ток в источнике поля. Этот ток при всех измерениях поддерживался равным 18 А.

Магнитный момент источника M_1 измерялся при отсутствии экрана. Результирующий магнитный момент $M_{рез}$ измерялся при наличии экрана. Магнитный момент экрана M_3 определялся как разность векторов магнитных моментов источника и результирующего.

Магнитный момент поясов определялся расчётным путём по экспериментальному значению магнитного потока в них. Через пояса замыкается часть магнитного потока источника и экрана. Учитывая высокую магнитную проницаемость материала пояса, можно считать, что магнитная индукция в поперечном сечении пояса распределена равномерно. По координате α (см. рис. 1) индукция повторяет распределение напряжённости магнитного поля, созданного источником и вихревыми токами экрана в местах расположения поясов, т.е. в нашем случае распределяется, как $H_{\tau,m} \sin\alpha$ ($H_{\tau,m}$ – максимальное значение касательной составляющей напряжённости поля в месте расположения пояса), что подтверждено экспериментально. Очевидно, что магнитный момент центрального пояса M_3 и магнитный момент торцевых поясов M_4 направлены по главной оси источ-

ника и могут быть определены следующим образом:

$$M_3 = 4 \int_0^{\pi} \frac{\Phi_{m3} D_2 \sin^2 \alpha}{2\mu_0} d\alpha = \frac{\pi}{\mu_0} \Phi_{m3} D_2;$$

$$M_4 = 2 \int_0^{\pi} \frac{\Phi_{m4} D_2 \sin^2 \alpha}{2\mu_0} d\alpha = \frac{\pi}{2\mu_0} \Phi_{m4} D_2, \quad (1)$$

где Φ_{m3} и Φ_{m4} – максимальное значение магнитного потока соответственно в торцевом и центральном поясе; D_2 – средний диаметр пояса.

Максимальное значение магнитного потока в поясе определено по ЭДС в измерительной катушке, охватывающей поперечное сечение пояса при $\alpha = 90^\circ$.

Результирующий магнитный момент $M_{\text{рез}}$ является суммой магнитного момента источ-

ника \bar{M}_1 , магнитного момента вихревых токов \bar{M}_2 , магнитных моментов торцевых поясов \bar{M}_3 и центрального пояса \bar{M}_4 :

$$\bar{M}_{\text{рез}} = \bar{M}_1 + \bar{M}_2 + \bar{M}_3 + \bar{M}_4. \quad (2)$$

Выше были определены магнитные моменты $\bar{M}_{\text{рез}}$; \bar{M}_1 ; \bar{M}_3 и \bar{M}_4 . Поэтому магнитный момент вихревых токов M_2 и его фаза Φ_2 могут быть определены из векторной диаграммы, как разность известных векторов.

В табл. 1 и 2 содержатся результаты исследования влияния геометрии центрального и торцевых поясов на экранирующие характеристики. На рис. 2 представлен пример векторной диаграммы магнитных моментов. На рис. 3, изображён годограф вектора результирующего магнитного момента при изменении

Таблица 1

Влияние геометрии центрального пояса на экранирующие характеристики

Характеристика	Число полос в центральном поясе				Способ определения
	0	4	8	4 + 4	
Магнитный момент источника M_1 , $\text{A}\cdot\text{м}^2$	140	140	140	140	Измерен
Фаза магнитного момента источника, град.	0	0	0	0	Измерена
Результирующий магнитный момент $M_{\text{рез}}$, $\text{A}\cdot\text{м}^2$	47	10	4,8	7,8	Измерен
Фаза результирующего магнитного момента, град.	-69	-90	-160	-166	Измерена
Магнитный момент торцевых поясов M_3 , $\text{A}\cdot\text{м}^2$	19,6	41	42	42,8	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента торцевых поясов, град.	+166	+175	180	-175	Измерена по потоку в торцевом поясе
Магнитный момент центрального пояса M_4 , $\text{A}\cdot\text{м}^2$	0	20	29	31	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента центрального пояса, град.	-	+108	+108	+110	Измерена по потоку в центральном поясе
Магнитный момент вихревых токов M_2 , $\text{A}\cdot\text{м}^2$	115	103,6	98	98,3	Определён по векторной диаграмме
Фаза магнитного момента вихревых токов, град.	-155	-161	-163	-164	Определена по векторной диаграмме
Суммарный магнитный момент экрана M_s , $\text{A}\cdot\text{м}^2$	130	140	144	147,6	Определён по векторной диаграмме
Фаза суммарного магнитного момента экрана, град.	-160	-176	-179	-179	Определён по векторной диаграмме
Экранный эффект	3	14	29	18	Определён по данным измерений

- Примечания: 1. Торцевые пояса (каждый) состоят из 4 полос (7 слоёв толщиной 0,35 мм и шириной 50 мм).
 2. Знак "плюс" перед численным значением фазы означает опережение по фазе и откладывается на векторной диаграмме против часовой стрелки от положительного направления оси ординат, а знак "минус" означает отставание и откладывается по часовой стрелке.

Таблица 2

Влияния геометрии торцевых поясов на экранирующие характеристики

Характеристика	Количество полос в торцевом поясе					Способ определения
	0	1	2	3	4	
Магнитный момент источника $M_1, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	140	140	140	140	140	Измерен
Фаза магнитного момента источника поля, град.	0	0	0	0	0	Измерена
Результирующий магнитный момент $M_{\text{рез}}, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	16,5	4,4	3,3	6	7,8	Измерен
Фаза результирующего магнитного момента, град.	-36	-30	-158	-166	-166	Измерена
Магнитный момент торцевых поясов $M_3, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	0	17	30	37	42,8	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента торцевых поясов, град.	-	173	+176	180	-175	Измерена по потоку в торцевом поясе
Магнитный момент центрального пояса $M_4, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	46	37	34	32	31	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента центрального пояса, град.	+120	118	+116	+114	+110	Измерена по потоку в центральном поясе
Магнитный момент вихревых токов $M_2, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	114,8	110,5	103,8	100,6	98,3	Определён по векторной диаграмме
Фаза магнитного момента вихревых токов, град.	-154	-160	-161	-162	-164	Определена по векторной диаграмме
Суммарный магнитный момент экрана $M_5, \text{ А}\cdot\text{м}^2$	127	139	143,1	145,8	147,6	Определён по векторной диаграмме
Фаза суммарного магнитного момента экрана, град.	-176	-179	-179	-179	-179	Определена по векторной диаграмме
Экранный эффект	8,5	31,8	42,4	23,3	18	Определён по данным измерений

Примечание. Центральный пояс состоит из 4 + 4 полос (7 слоёв толщиной 0,35 мм и шириной 50 + 50 = 100 мм);

толщины торцевых поясов, а на рис.4 построена зависимость экранного эффекта от толщины торцевых поясов (при установленном центральном поясе). Частотные экранирующие характеристики экрана приведены на рис.5.

Анализ данных, приведённых в табл.1, 2, показывает, что суммарный магнитный момент экрана M_5 по значению близок к магнитному моменту источника M_1 и в ряде случаев превышает его на 1–5%, а по фазе отстает от M_1 на 178–179°. Магнитный момент вихревых токов примерно равен 0,7 M_1 и отстает от него на 160–164°. Магнитный момент торцевых поясов примерно равен 0,25 M_1 и в противофазе с ним, а магнитный момент центрального пояса по значению примерно такой же, а по фазе опережает M_1 примерно на 115°. Векторная диаграмма магнитных моментов экрана приведена на рис.2.

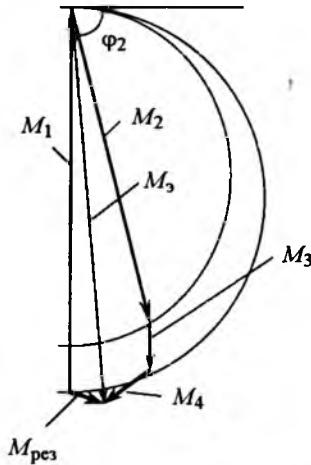


Рис.2. Векторная диаграмма незамкнутого экрана с ферромагнитными поясами:
 M_1 – магнитный момент источника; M_2 – магнитный момент вихревых токов цилиндра; M_3 – магнитный момент торцевых поясов; M_4 – магнитный момент центрального пояса; M_5 – суммарный магнитный момент экрана; $M_{\text{рез}}$ – результирующий магнитный момент

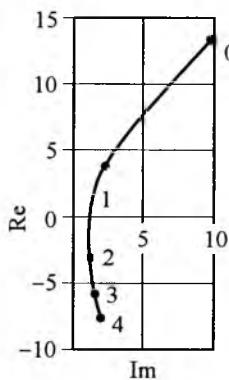


Рис.3. Годограф вектора результирующего магнитного момента при изменении толщины торцевых поясов от 0 до 4 полос (при центральном поясе из 4 + 4 полос)



Рис.4. Зависимость экранного эффекта от толщины торцевых поясов (при центральном поясе из 4 + 4 полос)

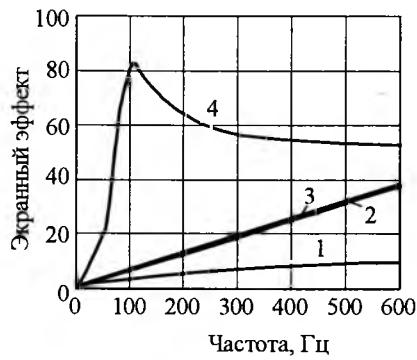


Рис.5. Частотные характеристики экранного эффекта:
1 – для медного цилиндра; 2 – для медного цилиндра с торцевыми поясами из 4 полос по толщине с каждой стороны; 3 – расчётная по [6] для бесконечно длинного экрана; 4 – для медного цилиндра с торцевыми и центральным поясами из 4 полос по толщине каждой

Годограф вектора результирующего магнитного момента при увеличении толщины торцевых поясов (см. рис.3) проходит вбли-

зи начала координат, где эффективность экранирования максимальна. В результате такого расположения годографа зависимость эффективности экранирования от толщины торцевых поясов носит резонансный характер, т.е. имеет максимум при определённой толщине, что и показано на рис.4. Из табл.1 видно, что аналогична и зависимость эффективности экранирования от толщины (ширины) центрального пояса. Зависимость эффективности экранирования от частоты (см. рис.5) также носит резонансный характер, а это эквивалентно резонансной зависимости эффективности экранирования от толщины (проводимости) цилиндра.

Выводы

Экран, состоящий из проводящего цилиндра конечной длины и ферромагнитных поясов, расположенных с внутренней стороны цилиндра у торцов и с наружной стороны по центру, обладает резонансной зависимостью эффективности экранирования от его основных параметров – толщины проводящего цилиндра, толщины и ширины поясов, что указывает на возможность регулирования экранирующих свойств такого экрана и достижения высокого экранного эффекта при относительно небольшой его массе.

Список литературы

1. Волохов С.А. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины // Электротехника. 2004. № 2. С.43–48.
2. Элкснис В.Я., Добродеев П.Н. Применение метода магнитных моментов к анализу внешнего магнитного поля машин постоянного тока // Вестник ХГПУ. 1998. Вып.23. С.120–123.
3. Калашников С.Г. Электричество. М.: Наука, 1985.
4. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964.

Волохов Сергей Алексеевич – ведущий научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Магнитное поле частоты скольжения асинхронных двигателей" в ХПИ.

Добродеев Павел Николаевич – младший научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1986 г. В 2005 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Повышение эффективности методов снижения внешнего магнитного поля электрических машин постоянного тока".

Разработка нового поколения двигателей для рольганговых приводов

МАКАРОВ Л.Н.

Рассмотрены особенности и преимущества специальных асинхронных двигателей с частотным регулированием, разработанных на Ярославском электромашиностроительном заводе для электропривода рольгангов.

Существующая серия рольганговых приводов использует электродвигатели постоянного тока (ДПТ) и асинхронные двигатели (АД). До настоящего времени наиболее универсальными являлись приводы, использующие ДПТ. Они обладают высокими динамическими свойствами, возможностью работы в широком диапазоне регулирования частоты вращения, хорошо зарекомендовали себя в практике металлургического производства, но их основными недостатками являются сложность технического обслуживания из-за наличия коллекторно-щёточного узла, а также низкая надёжность. Кроме того, себестоимость производства ДПТ постоянно возрастает из-за роста цен на основные материалы, применяемые для их изготовления.

Приводы, использующие АД, лишены этого недостатка, однако для регулирования частоты вращения используются дорогие электронные регуляторы частоты.

АД, применяемые для привода рольгангов, в силу специфики работы в металлургическом производстве, имеют низкое использование активных материалов. Основное требование – обеспечение высоких пусковых моментов при минимальных значениях пусковых токов – достигается за счёт применения клетки короткозамкнутого ротора с высокими значениями активного и реактивного сопротивлений. Это снижает энергетические характеристики для номинального режима работы и приводит к значительным тепловым потерям. Поэтому нормальная работа двигателей обеспечивается увеличенным расходом активных материалов. Так, двигатель АР63-8 мощностью 3,0 кВт при 750 об/мин имеет массу 225 кг, а двигатель обычного исполнения А112МВ-8 при той же мощности – 55 кг. Двигатели должны выдерживать 10-минутный режим аварийно заторможенного ротора под номинальным напряжением с нагретого состояния, что также вынуждает изготовителя двигателей идти на повышенный расход

активных материалов. Часто используется безредукторное соединение приводного двигателя с роликом, поэтому рольганговые двигатели для обеспечения низкой частоты вращения 90–150 об/мин делаются многополюсными ($2p = 10, 12, 16, 20, 30$) с питанием от машинных преобразователей частоты (обычно на 20 Гц). Двигатели включаются на источник питания ограниченной мощности секционно. Одна секция может состоять из 30 двигателей. Всё это накладывает особые условия на режим пуска.

С развитием частотного регулирования появляется возможность создания индивидуального высокодинамичного привода. В этом случае исключаются такие ограничивающие факторы, как кратности пусковых токов и работа в режиме КЗ (заторможенный ротор), создаётся возможность применения двигателей с высокими энергетическими характеристиками. Однако это должен быть специальный двигатель, рассчитанный для работы во всём диапазоне частот вращения с обеспечением требуемых моментов.

Большой опыт Ярославского электромашиностроительного завода (ЯЭМЗ) по созданию высокомоментных низкооборотных АД для привода лифтов позволил создать новую серию двигателей для рольгангового привода. Эти низковольтные высокомоментные двигатели широкой гаммы, адаптированные для работы с преобразователями частоты, полностью заменяют приводы с использованием традиционных рольганговых асинхронных машин и машин постоянного тока.

В двигателях, адаптированных для работы с преобразователями частоты, применены специальные схемы обмоток статора и системы изоляции, изменена конструкция пазовой зоны ротора и использованы специальные подшипники. Система двигатель – преобразователь частоты должна быть полностью рассчитана и адаптирована к решению конкретной технологической задачи. Обычные серийные двигатели к этому не приспособлены.

Замена двигателей АРМ 4–8 на электродвигатели новой разработки АРМ–100–315

Тип	Мощность, кВт	Новое обозначение	Диапазон частоты вращения, об/мин
АРМ 42 – 4–12	0,3 – 1,1	АРМ 100	100 – 1500
АРМ 43 – 4–12	0,4 – 1,5	АРМ 112	100 – 1500
АРМ 52 – 4–12	1,0 – 3,0	АРМ 132	100 – 1500
АРМ 53 – 6–12	1,6 – 3,0	АРМ 160, 180	100 – 1000
АРМ 63 – 6–16	1,4 – 3,0	АРМ 200	50 – 1000
АРМ 64 – 8–16	1,7 – 3,6	АРМ 225	50 – 750
АРМ 73 – 10–16	3,0 – 5,0	АРМ 225	0 – 500
АРМ 74 – 10–16	4,0 – 7,0	АРМ 250	0 – 500
АРМ 83 – 10–20	4,0 – 8,0	АРМ 280	0 – 500
АРМ 84 – 10–20	5,0 – 10,0	АРМ 315	100 – 500

Установочно-присоединительные размеры двигателей новой серии (таблица) идентичны аналогам, но при меньших массе и габаритных размерах.

При работе с преобразователем частоты новые двигатели обеспечивают высокие динамические свойства, высокую надёжность, сниженное потребление электроэнергии, что особенно важно при проведении реконструкции существующих станов и проектировании новых, поскольку разгружаются сети и снижаются установленные мощности фидерных систем. Двигатели более компактны и легко встраиваются в любые приводные системы. Низкое энергопотребление не только обеспечивает экономию электроэнергии, но и увеличивает срок службы и повышает безотказность работы при меньшей габаритной мощности преобразователей частоты.

Всё это снижает капитальные вложения при новом строительстве, а также при реконструкции и модернизации существующих систем приводов, одновременно уменьшая затраты на эксплуатацию.

По требованию заказчика на ЯЭМЗ изготавливаются рольганговые двигатели старой системы – АРМ(К) 4–8.

Следует подчеркнуть опасность грубой ошибки, когда разработчики или изготовители рольганговых приводов, внедряя частотное регулирование, применяют традиционные рольганговые двигатели выпускаемой серии. В этих случаях система привода получается нерациональной за счёт необходимости применения более мощных преобразователей частоты и двигателей больших габаритов. Кроме того, систе-

мы изоляции и подшипниковые узлы существующих серийных двигателей не приспособлены для работы с преобразователями частоты, что приводит к преждевременному выходу из строя обмоток статора, выплавлению стержней ротора, разрушению подшипников. Поэтому должного эффекта от применения частотного регулирования получить не удаётся.

Работы по регулируемому рольганговому приводу проводятся ЯЭМЗ совместно с ООО НТП "Урал-кран" и ООО НТЦ "Приводная техника" (г. Челябинск).

В качестве иллюстрации полученных результатов можно привести работу, проведённую по модернизации рольганга Челябинского трубопрокатного завода.

Двигатели были специально разработаны и изготовлены для безредукторного привода валков прокатного стана, предназначенного для перемещения трубы диаметром 1220 мм с толщиной стенки 20 мм, общей массой 8200 кг. Наиболее перспективным признан привод с питанием каждого двигателя от индивидуального преобразователя частоты. Двигатели обеспечивают стабильную работу, если в перемещении трубы участвуют только два ролика. Номинальный момент при этом составляет 85 Н·м (20% запас), для разгона требуется максимальный момент 165 Н·м. Для преодоления разбалансировки роликов по высоте двигатель кратковременно обеспечивает максимальный момент (ограничение по преобразователю частоты) 220 Н·м в течение 1 мин.

Длительно двигатель выдерживает стоянку в заторможенном состоянии. Время не ограничено, режим обеспечивается настройкой преоб-

разователя частоты. При номинальном режиме 85 Н·м и скорости 120 об/мин привод потребляет из сети ток 3 А. При разгоне с постоянным моментом 165 Н·м потребляемый ток 5,2 А. При моменте 220 Н·м потребляемый ток – не более 9 А. Данные моменты обеспечиваются во всем диапазоне регулирования частоты от 0 до 150 об/мин. Двигатель с номинальным моментом 85 Н·м может работать от 0 до 250 об/мин.

Корпус электродвигателя выполняется из высокопрочного чугуна, рассчитан на повышенные механические воздействия, присущие прокатному оборудованию.

Двигатели АРК-200 по сравнению с двигателями АРК-6 имеют меньшую массу и наружный диаметр – 380 мм (для сравнения двигатель АРК-64-16 выполнен с наружным диаметром 450 мм), что особенно важно при близком расположении роликов (шаг по роликам не постоянный и в некоторых случаях требуется сокращение расстояния между роликами), улучшаются условия обслуживания.

Самое важное преимущество обеспечивается снижением потребляемого тока. В данном случае снижение тока в 4 раза позволяет уменьшить установленную мощность преобразователя с 11 до 2,2 кВт, что соответствует снижению стоимости преобразователя в 2 раза. Разгрузка сети и трансформаторной подстанции, что также важно при модернизации и повышении мощности приводных рельсовых, осуществляется без изменения подводимой мощности.

Кроме того, двигатели АРК 200 обеспечивают высокую перегрузочную способность в большом диапазоне изменения частот вращения, ток при постоянстве момента фактически постоянный. У двигателя АРК 6 мягкая механическая характеристика – скорость и ток значительно меняются в зависимости от нагрузки.

Таким образом, современное состояние частотно-преобразовательной техники позволяет реализовать практически все виды электропривода с высокими технологическими параметрами, однако успех в решении каждой задачи зависит в первую очередь от создания специальных электрических машин, способных обеспечить требуемые параметры во всем диапазоне регулирования.

Особенность металлургического производства состоит в эксплуатации оборудования при повышенных воздействиях высоких темпера-

тур, вибро-ударных нагрузках, частых пусках, реверсах, импульсных перегрузках по моменту и ускорениям, при этом электрическая машина должна обеспечить высокий уровень надежности, так как преждевременный отказ может привести к большим материальным потерям. Все виды электрических машин – АД, ДПТ, синхронные машины – обладают одним серьезным недостатком – наличием всыпной обмотки статора. Зачастую для обеспечения высокой надежности для обмоток применяют специальные провода с комбинированной эмалевой и стекловолокнистой изоляцией, что существенно увеличивает стоимость машины, но не исключает полностью механического повреждения обмотки в процессе изготовления и ручной труд, а также не обеспечивает возможность применения рядовой укладки витков.

Большое будущее за специальным вентильно-индукторным приводом (ВИП), использующим вентильно-индукторный двигатель (ВИД). За последнее время появилось много исследований по ВИП, имеются интересные работы, однако массовому продвижению этого привода препятствуют недостатки, присущие ВИД, – неравномерность хода, повышенный уровень шумов, отсутствие серийно выпускаемых преобразователей и, что самое важное, отсутствие специальной технологии производства данных машин. Совместно с кафедрой автоматизированного электропривода МЭИ нами проводятся работы по исследованию и созданию технологии серийного производства ВИП, который должен занять достойное место в приводах для металлургии, поскольку основное достоинство ВИП – это высокая степень надежности обмотки статора, выполняемой механизировано с рядовой укладкой витков. Это компенсирует главный недостаток данных машин – повышенный уровень магнитного шума, который в условиях металлопрокатки будет фактически не различим.

Литература

1. Ахунов Т.А., Макаров Л.Н., Попов В.И. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА. М.: Знак, 1999.

Макаров Лев Николаевич – заместитель генерального директора по науке ОАО "Ярославский электромашиностроительный завод", канд. техн. наук.

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Использование современных подходов и методов для прогнозирования электропотребления

БОРЦОВ Ю.А., ПОЛЯХОВ Н.Д., ПРИХОДЬКО И.А., АНУШИНА Е.С.

Рассмотрены основные используемые на сегодняшний день методы прогнозирования временных рядов, в частности, для прогнозирования электропотребления. Предложено усовершенствование систем прогнозирования с использованием вейвлет-теории. Проведён анализ эффективности применения таких систем.

Для эффективного управления электроэнергетическими системами необходимо точное прогнозирование электрической нагрузки. Для предсказания электропотребления в публикациях последних лет в основном используются нечёткие и нейросетевые системы искусственного интеллекта, которые, будучи универсальными аппроксиматорами, гарантируют возможность успешного прогнозирования [1, 2]. В данной статье показана успешность предсказания электропотребления на основе нейронечёткого подхода с использованием вейвлет-теории.

Задача прогнозирования формулируется следующим образом: зная предыдущие l значений временного ряда $x(t)$, предсказать последующее значение

$$x(t+d) = \Psi(x(t), \dots, x(t-l), \eta_1, \eta_2, \dots, \eta_q), \quad (1)$$

где d – шаг прогнозирования; q – количество независимых переменных.

Классические методы прогнозирования электропотребления. *Метод аналитического прогнозирования:* прогнозирующее аналитическое выражение

$$\Psi(x, t) = \sum_{r=1}^R \eta_r x_r(q, t), \quad (2)$$

где $x_r(q, t)$ – базовые выражения, составляющие основу прогнозирующей формулы; η_r – дополнительные корректирующие коэффициенты (снижения летнего графика нагрузки по отношению к зимнему, годового роста нагруз-

The basic methods of forecasting of time arrays used on today, in particular, for forecasting power consumption are considered in the paper. The improvement of forecasting systems by using the wavelet-theory is offered. Application efficiency of such systems is analyzed.

ки); $r = 1, \dots, R$ – степень базовых выражений [3]. Недостатки этого метода: сложность корректировки результатов при поступлении текущих данных; большой объём вычислительных процедур при определении прогнозных значений параметров аналитических выражений.

Статистические методы прогнозирования: модели скользящего среднего, авторегрессионная модель со скользящим средним, авторегрессионная модель с интегральным скользящим средним [4, 5]. Их недостатки: необходимость наличия представительного объёма обучающей выборки; невозможность прогнозирования не наблюдавшихся ранее событий; необходимость наличия математического описания процесса.

Нейросетевой подход прогнозирования. Процесс прогнозирования на основе нейросетевого и нейронечёткого подходов: подбор архитектуры сети; выбор обучающих данных и структуры входных векторов; обучение сети; тестирование сети на контрольном множестве данных и при необходимости дообучение; использование сети для прогнозирования [6].

Нейросетевая модель прогнозирования часто строится на базе *искусственной нейронной сети (ИНС) прямого распространения* [6]. В выходном слое двухслойной сети k -й нейрон вырабатывает сигнал

$$x_k = f\left(\sum_{i=0}^m w_{ki}^{(2)} f\left(\sum_{j=0}^l w_{ij}^{(1)} x_j\right)\right), \quad (3)$$

где $x_0 = 1$ соответствует сигналу смещения сети; $x_k = x(t+d)$, $x = (x_0, x_1, \dots, x_l)^T$ – расширенный входной вектор; m – количество нейронов скрытого слоя; $w_{ki}^{(2)}$, $w_{ij}^{(1)}$ – весовые коэффициенты выходного и скрытого слоёв; f – сигмоидальная функция активации.

Нейросетевая модель на основе радиальной базисной сети [6]. Выход k -го нейрона

$$x_k = \sum_{i=0}^m w_{ki}^{(2)} f\left(\sum_{j=0}^l w_{ij}^{(1)} - x_j\right), \quad (4)$$

где f – радиальная базисная функция.

Из формул (3), (4) следует, что прогнозируемый сигнал $x_k = x(t+d)$ зависит от *архитектуры сети*: числа входов сети (необходимого числа предыдущих значений нагрузки), количества скрытых слоёв сети, числа нейронов скрытых слоёв, значений весовых коэффициентов, типа функции активаций. Архитектура сети позволяет учесть различную входную информацию (номера недели и дня, среднесуточную температуру, данные по нагрузке за прошлые периоды и т.д.), что делает ИНС весьма привлекательной для прогнозирования.

ИНС различных типов с точки зрения решения задач прогнозирования взаимозаменяемы, различия – в сложности реализации сети при заданной точности прогноза [6, 7].

Нейронечёткий подход прогнозирования. Результат прогнозирования [6, 8] на основе нечёткого алгоритма Такаги – Сугено:

$$x_k = \frac{\sum_{i=1}^m \left[\prod_{j=1}^n \mu_{A_{ji}}(x_j) \right] (b_{0i} + b_{1i}x_1 + \dots + b_{ni}x_n)}{\sum_{i=1}^m \left[\prod_{j=1}^n \mu_{A_{ji}}(x_j) \right]}, \quad (5)$$

где $i = \overline{1, m}$; m – число нечётких правил; A_{ji} – нечёткие множества, соответствующие входным переменным; $j = \overline{1, n}$, n – число входов системы (необходимое число предыдущих значений нагрузки); b_{ji} – коэффициенты заключений нечётких правил; $\mu_{A_{ji}}(x_j)$ – функция принадлежности A_{ji} нечёткого множества x_j – входной переменной.

Параметры нечёткой системы на основе алгоритма Такаги–Сугено можно определить

путём обучения *нейронечёткой сети* [8].

Эффективность нейронечёткого подхода выше, чем нейросетевого [6, 9]. Уменьшение погрешности прогноза объясняется способностью нечёткой системы гладкой аппроксимации пороговых функций и представлением данных в сети "нечётким" способом, при котором чёткие входные векторы данных принадлежат нескольким нечётким множествам сети [6].

Искусственные нейронные сети целесообразно использовать для предсказания среднесуточных нагрузок энергетической системы [6].

Перспективным представляется прогнозирование электропотребления на основе нейронечёткого подхода с использованием **вейвлет-теории**.

Известно, что зависимости, описывающие поведение нагрузки нестационарны. При прогнозировании электрической нагрузки так или иначе используется разделение временного ряда с целью выделения более или менее регулярной составляющей сигнала и по возможности избавления (или, по крайней мере, выделения) нестационарной, причём это сложное нестационарное поведение обусловлено многими факторами, наиболее значимыми из которых являются погодные условия (температура, влажность и т.д.), социальные события (выходные, праздники), а также случайная составляющая. Учёт этих составляющих призван повысить точность прогнозирования путём выявления как можно более мелких деталей в поведении временного ряда электрической нагрузки.

Тем не менее, сбор и обработка большого количества дополнительной информации являются достаточно трудоёмкой задачей, в которой прогноз необходим и для самих факторов, влияющих на нагрузку. Таким образом, задача прогнозирования еще более усложняется.

Предлагаемый подход позволяет прогнозировать электрическую нагрузку без учёта дополнительной информации из внешней среды, основываясь только на данных из истории. При этом учёт мелких деталей в поведении временного ряда осуществляется при помощи вейвлет-преобразования.

Вейвлет-функция $\Psi(t)$ создаётся на основе той или иной базисной (материнской) функции $\Psi_0(t)$, которая определяет тип вейвлета. В основе вейвлет-преобразования сигна-

ла $s(t)$ лежит представление его в виде взвешенной суммы простых составляющих – базисных функций $\Psi_k(t)$, умноженных на коэффициенты C_k ,

$$s(t) = \sum_k C_k \Psi_k(t). \quad (6)$$

Так как базисные функции зафиксированы как функции определённого типа, только коэффициенты C_k содержат информацию о конкретном сигнале. Таким образом, можно говорить о возможности представления произвольных сигналов на основе рядов с различными базисными функциями [10, 11].

Одна из основополагающих идей вейвлет-преобразования сигналов заключается в разбиении сигнала на две составляющие – грубую (аппроксимирующую) и уточняющую (детализирующую) с последующим их дроблением с целью изменения уровня декомпозиции сигнала. Представления сигналов вейвлетами возможны как во временной, так и в частотной областях, и поэтому позволяют выявлять особенности сигнала, а также производить восстановление не только самих локальных особенностей, но и сигнала в целом.

Для выполнения прямого и обратного вейвлет-преобразований, а также для применения быстрых алгоритмов преобразований необходимо использовать ортогональные вейвлеты, которые обладают и аппроксимирующей, и детализирующей составляющими.

Вейвлет $\Psi \in L_2(R)$ называется ортогональным, если определяемое соотношением

$$\Psi_{j,k} = 2^{j/2} \Psi(2^j t - k), \quad (7)$$

семейство $\{\Psi_{j,k}\}$ представляет собой ортонормированный базис функционального пространства $L_2(R)$ и каждая функция $f \in L_2(R)$ может быть представлена в виде ряда [10, 11]

$$f(t) = \sum_{j,k} C_{jk} \Psi_{jk}(t). \quad (8)$$

Здесь j, k – параметры, соответственно, масштабирования и сдвига во времени; $L_2(R)$ – Гильбертово пространство.

Простейшим примером ортогонального вейвлета может служить вейвлет Хаара (Добеши 1) ф-функция которого (масштабирующая функция) характеризует коэффициент C_k в (6), (7) (для (2) $j = 0$) и принимает значение 1 на интервале $[0, 1]$ и 0 за его пределами. Функция ψ (вейвлет) представля-



Рис.1

ет собой прямоугольные импульсы, принимающие значение 1 на интервале $[0, 0,5]$ и -1 на интервале $[0,5, 1]$. Этот вейвлет был выбран для разложения временного ряда электрической нагрузки.

Проведённые исследования показали, что наилучшая глубина детализации, при которой компоненты исходной функции имеют относительно несложную форму, а точность восстановления является высокой, равна 3.

Разложение ряда осуществлялось при помощи быстрого вейвлет-преобразования, называемого также алгоритмом Малла.

Алгоритм разложения, а также восстановление сигнала для уровня детализации 3 схематично приведены на рис.2, где Lo_D и Hi_D – фильтры НЧ и ВЧ для декомпозиции; Lo_R и Hi_R – фильтры НЧ и ВЧ для реконструкции сигнала соответственно; cA_3 , cA_2 , cA_1 – коэффициенты аппроксимации уровня 3, 2, 1; cD_3 , cD_2 , cD_1 – коэффициенты детализации уровней 3, 2 и 1 соответственно.

Функция $detcoef()$ ¹ извлекает коэффициенты разложения (на рис.2 – детализирующие) заданного уровня из общей структуры вейвлет-разложения.

В результате разложения и последующего восстановления временного ряда для различных уровней декомпозиции получаются некоторые временные последовательности, в сумме дающие исходный временной ряд:

$$s \equiv a_3 + d_3 + d_2 + d_1, \quad (9)$$

где a_3 – реконструированный коэффициент аппроксимации уровня 3; d_3 , d_2 , d_1 – рекон-

¹ Внутренняя функция MATLAB Wavelet toolbox.

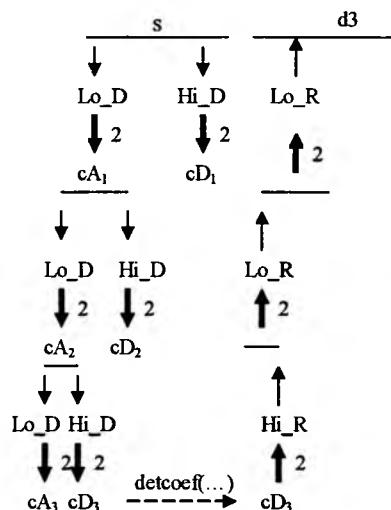


Рис.2

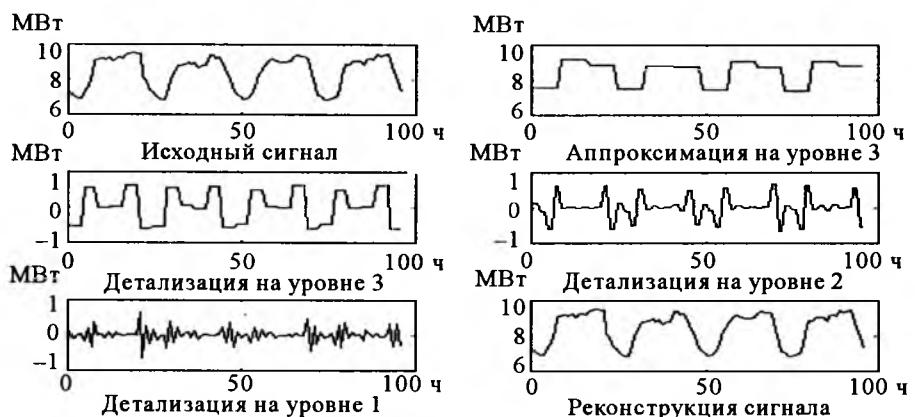


Рис.3

струированные коэффициенты детализации уровней 3, 2 и 1 соответственно.

На рис.3 показано разложение временного ряда, описывающего почасовую нагрузку за 4 рабочих дня декабря 2004 г.², по вейвлету Хаара с уровнем детализации 3 и последующее восстановление сигнала.

Как видно из приведённого разложения, структура временных рядов аппроксимации и различных уровней детализации действительно имеет некую квазипериодическую структуру. Точность восстановления сигнала достаточно велика и составляет в данном примере порядка $0,2 e^{-14}$.

Точность оценивается как абсолютная средняя ошибка в процентах:

$$e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{P_A^i - P_F^i}{P_A^i} \right| \times 100, \quad (10)$$

где P_A – фактическое значение нагрузки; P_F – результат восстановления (прогноза); N – количество данных (часов).

Обучение и прогнозирование осуществляется для каждого уровня детализации в отдельности. Для этого построено 4 нейронечёткие сети, различной структуры, определяемой особенностями того уровня детализации, который они призваны прогнозировать и использующие алгоритм Такаги–Сугено. Прогноз осуществляется на час вперед по данным из предыстории (данные по нагрузке на прошлые 3 ч), а также по номеру

часа, для которого осуществляется прогноз.

Для уровня аппроксимации сеть имеет 2 входа, число правил нейронечёткой сети составляет 20, что равно числу функций принадлежности (ФП) по каждому входу. Тип функций принадлежности – гауссов; операция "и" осуществляется при помощи операции произведения; используется импликация Ларсена (произведение). Индикация каждого часа осуществляется путём разделения суток на 3 характерных периода в рамках данного уровня разложения. Так, период с 1 ч ночи до 8 ч утра индицируется цифрой 0, период с 9 до 16 ч – цифрой 1, период с 17 до 24 ч – цифрой 2. Введение дополнительного входа для индикации часа существенно увеличивает результативность прогнозирования.

Для уровня детализации 3 число ФП по каждому входу, а также число нечётких правил равно 9, число входов модели – 7. Тип ФП и нечёткой импликации тот же, что и в предыдущем случае. Разделение суток идёт на пять периодов: с 1 до 4 ч – индикатором служит цифра 0, с 5 до 8 ч – цифра 1, с 9 до 16 ч – цифра 2, с 17 до 20 ч – 3, с 21 до 24 ч – 4.

Для уровня детализации 2 число ФП и правил равно 11, 4 входа. Тип ФП и нечёткой импликации остаётся прежним. Сутки разделены на 12 сдвоенных часов.

И, наконец, для уровня детализации 1 число ФП и правил равно 2, количество входов – 7. В пределах суток выделяется период с 10 до 19 ч, индицированный цифрой 0, остальные часы идут со своими номерами.

Итоговое прогнозируемое значение электрической нагрузки получается путём сложения всех спрогнозированных значений составляющих.

² Данные размещены на сайте www.np-ats.ru.

Обучающая выборка представляет собой данные почасовой нагрузки за 19 рабочих дней февраля 2004 г. Максимальный разброс данных обучающей выборки составляет 53%.

Точность прогнозирования: для уровня аппроксимации – 0,5%, для детализации на уровне 3 – 2,4%, для детализации на уровне 2 – 5%, для детализации на уровне 1 – 7,5%. Суммарная точность прогнозирования 1,6%.

Как видно, не смотря на то, что точность прогнозирования для некоторых уровней детализации является невысокой, суммарное приближение к фактическому значению нагрузки лучше при использовании разложения по вейвлет и прогнозированию каждой составляющей. Это объясняется тем, что нет необходимости в подборе такой архитектуры нечёткой нейронной сети, которая учитывала бы динамику изменения одновременно быстроменяющейся и медленноменяющейся компонент временного ряда. Точный учёт изменения детальных компонент временного ряда (быстроменяющаяся компонента) даёт плохую способность к общению сети, что приводит к значительным ошибкам прогнозирования, как и при недостаточном обучении сети (игнорирование быстроменяющейся компоненты). Предлагаемый подход позволяет решить эту проблему, отделив быстроменяющуюся компоненту от медленноменяющейся при помощи вейвлет-разложения и прогнозировать каждую из них в отдельности.

Для сравнения исходные данные в непрерывованном виде подавались на вход нейронечёткой модели Такаги–Сугено, представляющей собой систему с 4 входами, одним выходом, число ФП по каждому входу 2, число нечётких правил 2. Также проводилось сравнение с традиционными подходами, в частности с моделью авторегрессии скользящего среднего (АРСС).

На рис. 4 приведено сравнение результатов прогнозирования почасовой нагрузки рабочего дня февраля (кривая 1) с использованием вейвлет-разложения временного ряда (кривая 2) и без вейвлет-разложения при помощи нейронечёткой модели Такаги–Сугено (кривая 3) и для модели АРСС (кривая 4).

Использование вейвлет-разложения при прогнозировании электрической нагрузки позволило повысить точность прогнозирова-

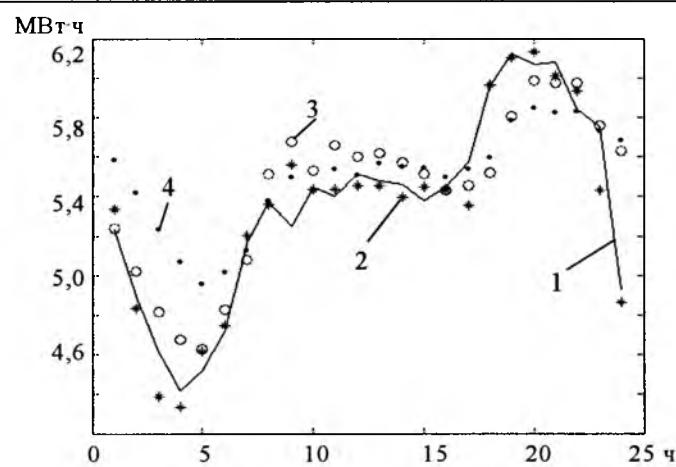


Рис.4

ния в 1,5 раза по сравнению с прогнозом, выполненным нейронечёткой моделью и в 2,5 раза по сравнению с прогнозом модели АРСС.

Дополнительно были проведены исследования чувствительности данного подхода в прогнозировании к возможной неточности входной информации, поскольку данные телеметрических измерений, поступающие на вход систем прогнозирования содержат некоторую ошибку. Отсюда возникает проблема устойчивости системы прогнозирования к возможным колебаниям входной информации.

Эксперименты показали, что при искажении входных данных до 6–10% точность прогнозирования сохраняется в пределах до 4–4,5%.

Для представленной системы прогнозирования создан пользовательский интерфейс на внутреннем языке пакета MATLAB 7.1.

Выводы

1. Применение нейронечёткого подхода с использованием вейвлет-теории в задачах прогнозирования позволяет значительно повысить точность предсказания. Важно учитывать необходимость предварительной обработки исходных данных и введения дополнительных признаков: индикации каждого часа в рамках данного уровня разложения.

2. Данный подход сопровождается усложнением нечёткой модели и может быть рекомендован для использования в задачах с повышенными требованиями к точности прогноза.

Список литературы

- Большов Л.А., Каневский М.Ф., Савельева Е.А. и др. Прогнозирование электропотребления: современные

подходы и пример исследований // Изв. АН. Энергетика. 2004. № 6. С. 74–93.

2. Поляхов Н.Д., Приходько И.А., Поляхов Д.Н. и др. Модель прогнозирования нагрузки электроэнергетической системы на основе нейрончёткого подхода // Изв. ГЭТУ. Автоматизация и управление. С-Пб., 2004. №1. С. 42–47.

3. Электротехнический справочник: Кн. 1. Производство и распределение электрической энергии. М.: Энергоатомиздат, 1988.

4. Меламед А.М. Развитие программного обеспечения задач анализа и прогнозирования режимов энергопотребления энергосистем// Повышение экономичности работы электрических сетей и качества электроэнергии. М.: Энергоатомиздат. 1986. С. 86–94.

5. Бэнн Д.Ф., Фармер Е.Д. Сравнительные модели прогнозирования электрической нагрузки. М.: Энергоатомиздат. 1987.

6. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. М.: Финансы и статистика, 2004.

7. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. СПб: Наука и техника, 2003.

8. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечёткие системы. М.: Горячая линия – Телеком, 2004.

9. Шумилова Г.П., Готман Н.Э., Старцева Т.Б. Модель суточного прогнозирования нагрузок ЭЭС с использованием нечётких нейронных сетей// Изв. АН. Энергетика. 2001. № 4. С. 52–63.

10. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002.

11. Астафьев Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи Физических наук. 1996. Т.166, № 11. С.1145–1170.

Борцов Юрий Анатольевич – профессор кафедры "Системы автоматического управления" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета. Окончил в 1953 г. факультет "Электрификация и автоматизация промышленности и транспорта" МЭИ. В 1974 г. в ЛЭТИ защитил докторскую диссертацию по теме "Структурно-топологические методы исследования динамики промышленных систем электропривода".

Поляков Николай Дмитриевич – профессор кафедры "Системы автоматического управления" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета. В 1987 г. в ЛЭТИ защитил докторскую диссертацию по теме "Теория, разработка и внедрение быстродействующих адаптивных электромеханических систем".

Приходько Ирина Аркадьевна – доцент кафедры "Системы автоматического управления" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета. В 1986 г. в ЛЭТИ защитила кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование систем автоматического регулирования возбуждения криотурбогенератора".

Анушина Екатерина Сергеевна – ассистент кафедры "Системы автоматического управления" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ). Окончила в 2004 г. факультет "Электромеханики и автоматики" СПбГЭТУ. В 2004 г. зачислена в очную аспирантуру кафедры "Систем Автоматического управления" СПбГЭТУ.

Перспективы создания элегазового выключателя на напряжение 1150 кВ на современном этапе

ЧЕМЕРИС В.С.

Рассмотрены проблемы, осуществление которых позволило ВЭИ имени В.И. Ленина решить задачу разработки элегазового выключателя для первого в мире комплексного распределительного устройства с элегазовой изоляцией (КРУЭ) на номинальное напряжение 1150 кВ. Анализируется состояние работ по созданию элегазовых выключателей для линий электропередач 1000 – 1200 кВ. Подтверждена перспектива создания в России на эти классы напряжения элегазовых выключателей, удовлетворяющих современным требованиям.

Появление первых линий электропередач (ЛЭП) 1150 кВ в Советском Союзе и ввод их в промышленную эксплуатацию в середине 80-х годов прошлого столетия были обуслов-

The problems having been carried out by VEI, named after V.I.Lenin, permitted for the first time in the world to solve the task of the SF₆ circuit-breaker development for the gas insulated switchgear under rated voltage 1150 kV. The analysis of the condition with the creation of the SF₆ circuit-breakers for the power line of the rated voltage 1000 – 1200 kV has been made. The perspective of the creation of the modern SF₆ circuit-breakers for these rated voltages in Russia has been confirmed.

лены всей предшествующей логикой развития энергетической системы страны. Страгетическая задача осуществления ЕЭС СССР в эти годы получила дальнейшее развитие. При

увеличении общей мощности электростанций и одновременной концентрации производства электроэнергии требовалось постоянное наращивание пропускной способности системообразующей сети, связывающей крупнейшие энергообъединения Юга, Центра, Урала и Сибири [1]. К последней четверти XX столетия возникала также необходимость наращивания концентрированной передачи электрической мощности из восточных районов в европейскую часть страны. Наряду с этим целесообразно было использовать разновременности максимумов нагрузки в европейских и восточных районах для регулирования графиков нагрузки в европейских энергосистемах мощностями ГЭС Сибири.

Первая промышленная ЛЭП 1150 кВ Сибирь – Казахстан – Урал являлась межсистемной связью для обеспечения эффективности совместной работы ОЭС Сибири и Казахстана с ЕЭС СССР [2] и в дальнейшем предполагалось иметь ряд параллельно работающих ЛЭП 1150 кВ. В связи со снижением внутреннего энергопотребления в стране в течение последующих 20 лет перспективность применения промышленных ЛЭП 1150 кВ казалась проблематичной.

Однако в последнее время в связи ростом энергопотребления в европейской части России, а также обсуждением возможных проектов обмена электроэнергией между Россией и Западной Европой и между сибирскими регионами России и Китаем рассматривается возможность синхронной параллельной работы энергосистем разных стран [3,4]. При этом подчёркивается необходимость иметь достаточный резерв мощности и энергии в связях между параллельно работающими энергосистемами. Можно прогнозировать в перспективе рост объёмов обмена электроэнергией между западными и восточными регионами России, а также по межгосударственным ЛЭП России как в западном, так и восточном направлениях. В связи с этим вполне реальна проблема обеспечения достаточной пропускной способности ЛЭП, связывающих разные энергосистемы, и проблематично обеспечить её ЛЭП на напряжениях до 750 кВ. Альтернативным напряжением для межсистемных ЛЭП может быть уже апробированное ранее в России напряжение переменного тока 1150 кВ.

Уже в течение 15 лет этот класс напряжения не востребован в российской энергетике. Тем не менее Россия остаётся единственной страной в мире, обладающей уникальным опытом разработки, изготовления, испытаний и многолетней эксплуатации линии электропередачи 1150 кВ Экибастуз–Кокчетав–Кустанай и установленного на ней подстанционного электрооборудования. Уже в 1989 и 1990 гг. ЛЭП Экибастуз–Кокчетав–Кустанай работала 100% времени на рабочем напряжении 1150 кВ [5].

Следует отметить, что на подстанциях электропередачи использовались воздушные выключатели ВНВ 1150, разработанные ВЭИ им. В.И. Ленина и заводом "Уралэлектротяжмаш". Конструкция выключателя колонкового типа. Поляр выключателя представлял 5 опорных конструкций из фарфоровых изоляторов с установленными на них последовательно соединёнными дугогасительными модулями. Каждый из пяти модулей двухразрывный, в полюсе три модуля с резисторами и два без резисторов. Позднее в результате модернизации ввода дугогасительного модуля их количество в полюсе выключателя было сокращено до 4 [6].

Выбор воздушного выключателя для основного коммутационного аппарата подстанции 1150 кВ был обусловлен не только техническим уровнем коммутационного аппаратастроения в Советском Союзе, но также и общим состоянием мирового развития выключателей ультравысокого класса напряжения на то время. Альтернативный вариант воздушному выключателю ВНВ-1150, который мог бы рассматриваться, закупка за рубежом элегазового выключателя, реально был не осуществим, поскольку к моменту строительства ЛЭП Экибастуз–Кокчетав–Кустанай ни одна из зарубежных фирм не обладала элегазовыми выключателями на напряжение более 500–750 кВ, а при напряжении 750 кВ отсутствовал достаточный опыт эксплуатации [7].

К 1976 г. в Советском Союзе при создании коммутационного оборудования для ЛЭП 1150 кВ и в ходе развития работ по элегазовым КРУ и аппаратам стало очевидным преимущество элегазовых выключателей, особенно на высоком и ультравысоком напряже-

ниях. Это обусловило постановку работ по созданию КРУЭ на 1150 кВ. В 1981 г. в ВЭИ им. В.И. Ленина были завершены разработка, изготовление и испытания опытного полюса КРУЭ на 1150 кВ и начались его эксплуатационные испытания на стенде 1150 кВ МИС Тольятти. В течение 1981–1989 гг. элегазовое оборудование КРУЭ 1150 кВ, включая выключатель, отработало тысячи часов под рабочим напряжением. Выключатель в исполнении с шестью разрывами испытывался также на стенде при полном напряжении при коммутировании реактора и ёмкостных токов [8].

До настоящего времени за рубежом отсутствует подобный опыт эксплуатационных исследований при длительной работе какого-либо элегазового оборудования при напряжении выше 1000 кВ. Построенная в Японии ЛЭП 1000 кВ и применённое на её подстанциях элегазовое оборудование эксплуатируется на напряжении 500 кВ.

Отечественный опыт создания выключателей на 1150 кВ (как воздушных, так и элегазового для КРУЭ), а также логика развития за рубежом элегазовых выключателей сверхвысокого и ультравысокого напряжений определили основные направления их совершенствования на перспективу. К ним следует отнести необходимость повышения отключающей способности и рабочего напряжения единичного дугогасительного разрыва, что впрямую будет влиять на экономические характеристики выключателя; широкое использование фарфора и полимерных материалов с высокими механическими и электрическими свойствами в изоляционных конструкциях и изделиях; оптимизацию и повышение надёжности систем управления механизмами на высоком потенциале; увеличение мощности приводов, управляющих дугогасительными модулями полюсов и полюсами выключателя.

Решение проблемы повышения параметров единичного дугогасительного разрыва представляет комплексную задачу. Во-первых, оно требует обеспечения высокой продольной электрической прочности межконтактного промежутка в статическом состоянии при нормированных электрических воздействиях. Во-вторых, при выбранных для дугогасительного разрыва напряжении и номинальном токе отключения дугогасительное

устройство должно успешно справляться с основными определяющими коммутационными режимами, выдерживая характерное для каждого воздействующее переходное восстанавливающееся напряжение (ПВН). В настоящее время за рубежом для элегазовых выключателей класса напряжения 1000–1200 кВ рассматриваются конструкции с 2–4 разрывами на полюс и номинальными токами отключения 50–63 кА [9]. Несомненно, предложение таких ведущих зарубежных фирм, как "Siemens" и ABB, использовать 4 дугогасительных разрыва на полюс обусловлено экономическими соображениями, поскольку каждая фирма уже освоила промышленный выпуск выключателей 550 и 750–800 кВ с двумя разрывами на полюс и для перехода к выключателю 1150 кВ потребуется решить только вопросы опорной изоляции и управления полюсами с двумя двухразрывными модулями. В ВЭИ им. В.И.Ленина задача разработки дугогасительного устройства на 250 кВ, 40 кА для элегазового выключателя 500 кВ с двумя разрывами была решена к 1985 г. Результаты работы были переданы ЛенПО "Электроаппарат" для практической реализации при создании злегазовых выключателей 220 кВ с одним разрывом и 500 кВ с двумя разрывами. При выполнении этой работы и дальнейших проектах по созданию дугогасительных устройств на более высокие напряжения (330–420 кВ) была проведена расчётная оценка работоспособности ряда вариантов дугогасительных устройств с комбинированным гашением дуги.

Оптимизация электростатических полей в межконтактном промежутке дугогасительных устройств проводилась с учётом как обеспечения продольной электрической прочности промежутка в статическом состоянии, так и выдерживания воздействующего восстанавливающегося напряжения при отключении токов ненагруженной линии. Были изучены вопросы экранирования дугоприёмных электродов, влияния развития экранных систем межконтактного промежутка главных контактов и радиальных размеров дугогасительных устройств, применения изоляционных сопел из фторопласта-4 и композиционных материалов, учитывалось реальное распределение давления элегаза у контактов в процессе от-

ключения выключателя [10]. Подобные методы анализа отключающей способности элегазовых выключателей в режиме отключения ненагруженных линий использовались и в дальнейшем как в ВЭИ им. В.И. Ленина [11], так и другими организациями [12].

Другая не менее сложная проблема – обеспечение отключающей способности в таких режимах, как отключение неудалённых КЗ при предельных напряжениях в одном дугогасительном устройстве, решалась при одновременном использовании методов расчёта давления элегаза в автокомпрессионной камере и сопоставления его с необходимым значением в нуле тока. Методика расчёта давления учитывала степень закупорки сопел дугогасительного устройства дугой [13]. Соотношение между отключающей способностью и давлением в нуле тока основывалось на обобщённых данных, связывающих скорость восстановления напряжения, давление в компрессионной камере и скорость подхода тока к нулю [14]. Зарубежные разработчики и изготовители элегазовых выключателей сверхвысокого и ультравысокого напряжений сталкиваются с подобными проблемами [15].

Очевидно, что запрашиваемое в последние годы потребителями увеличение номинальных токов отключения до 50–63 кА при сохранении высоких значений напряжения в единичном разрыве потребует применения в дугогасительных устройствах шунтирующих резисторов, которые используются для снижения коммутационных перенапряжений и облегчения работы выключателей в наиболее тяжелых режимах отключения токов КЗ. В конструкциях выключателей с шунтирующими резисторами предусматриваются дополнительные устройства для отключения тока, ограниченного сопротивлением резистора и вводится система управления его действием, синхронизированная с работой основного дугогасительного устройства. Оптимальные значения шунтирующих сопротивлений зависят от их назначения, однако ряд фирм использует один и тот же резистор как при операциях отключения выключателя, так и в качестве предвключаемых сопротивлений. Опубликованы данные по применению шунтирующих резисторов 450–800 Ом в выключателях 1000–1150 кВ [9].

Проблема создания фарфора и полимерных изоляционных материалов с высокими электрическими и механическими характеристиками для элегазовых выключателей обусловлена необходимостью обеспечить их стойкость к продуктам разложения, возникающим в элегазе при воздействии на него электрических и дуговых разрядов. Применение фарфора и полимерных материалов в зарубежных конструкциях элегазовых выключателей известно уже продолжительное время [7]. В [9] фирмой "Siemens" представлен образец колонкового элегазового выключателя на 550 кВ без применения фарфора – двухразрывное дугогасительное устройство помещено в полимерные покрышки и установлено на полимерном опорном изоляторе.

Для отечественных элегазовых выключателей задача разработки фарфоровых изоляторов была решена совместной работой ВЭИ им. В.И. Ленина и ВНИИЭК с применением высокоглинозёмистых сырьевых материалов [16]. Разработка полимерных изоляционных материалов для отечественных КРУЭ и элегазовых выключателей осуществлялась совместно ВЭИ им. В.И. Ленина и ВНИИЭМ. Полимерные изоляционные изделия созданы на основе лавсановых (полиэтилентерефталат) прессованных и намотанных материалов с пропиткой эпоксидной смолой, а для особо механически нагруженных изоляционных элементов – с применением пропитанных эпоксидной смолой терлоновых (ароматических полиамидов) материалов или в комбинации терлоновых и лавсановых тканей. Высокопрочные полимерные изоляционные изделия зарубежные фирмы в основном применяют на основе кевлара 49 (полипарафенилентерефталамида). В табл. 1 представлены сравнительные характеристики отечественных и зарубежных полимерных волокон, составляющих основу изоляционных изделий для элегазовых выключателей [17]. НПО "Химволокно" созданы полимерные материалы по свойствам не уступающие лучшим зарубежным волокнистым материалам.

Параллельно ВЭИ им. В.И. Ленина и НПО "Пластполимер" была решена задача по разработке композиционных фторлоновых материалов повышенной дугостойкости для сопел дугогасительных устройств элегазовых выключателей [18].

Таблица 1

Волокно	Исходный полимер	Разработчик	Показатели				
			Плотность, кг/м ³	Прочность, ГН/м ²	Модуль упругости, ГПа	Удлинение при разрыве, %	Влагопоглощение, %
Терлон	Ароматический полиамид	НПО "Химволокно"	1450	3,3–3,6	130–160	2,7–3,5	2
Кевлар 49	Полипарафенилентерефтalamид	"Дюпон" (США)	1450	3,3–3,6	130–160	2,7–3,5	2
СВМ X-500-G	Полигетероарилен Полипараамидо-гидразид	НПО "Химволокно" "Монсанто" (США)	1430 1460	3,8–4,2 2,1–2,4	125–135 85–105	3–4 3–4	6

Таблица 2

Характеристики	Модификация				
	ПГВ-2	ППГВ-4	ПГВ-6	ПГВ-12	ПГВ-30
Полный ход штока, мм	130	200	200	250	250
Скорость движения штока, м/с:					
– при отключении	8–9	8–9	8–9	8–9	8–9
– при включении	3–4	3–4	3–4	3–4	3–4
Бестоковая пауза, с	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
Работа в операции отключения, кДж	2,2	4	6	12	30
Масса, кг	90	275	195	260	520

Изделия из полимерных и фторлоновых материалов прошли также длительные натурные испытания при реальных механических и электрических воздействиях при полном напряжении в составе оборудования 1150 кВ на МИС Тольятти.

Результаты работ по созданию изоляционных материалов для элегазовой коммутационной аппаратуры были переданы ПО "Уралэлектротяжмаш" и ЛенПО "Электроаппарат" для применения в промышленном выпуске элегазовых выключателей и КРУЭ на этих предприятиях.

Вопросы управления двухразрывными модулями с применением пневматических приводов были отработаны при создании воздушного выключателя для ЛЭП 1150 кВ, а для элегазового выключателя 1150 кВ отрабатывались на стенде МИС Тольятти на полюсе бакового выключателя КРУЭ 1150. В настоящее время в выключателях ультравысокого напряжения за рубежом используются приводы гидравлические или пружинные и системы управления несколькими модулями с такими приводами на полюс отработаны. Использование шунтирующих резисторов потребует обеспечения синхронизированной работы основного и дополнительного дугогасительных устройств. Японские специалисты

для бакового выключателя в составе КРУЭ 1100 кВ решают эту проблему путём применения двух гидравлических приводов в одном двухразрывном модуле на полюс [9]. Однако может существовать и альтернативное решение – с применением одного привода.

В российской практике следует в ближайшей перспективе ориентироваться на применение гидравлических приводов ввиду уже имеющихся разработанных конструкций ВНИИЭМ (г. Саров), освоившего выпуск серии пневмогидравлических приводов для выключателей с максимальной работой в единице до 30 кДж [19]. В табл. 2 представлены их основные технические характеристики.

Достаточно широкий диапазон характеристик серии приводов позволяет решать необходимые задачи при разработке элегазовых выключателей сверхвысокого и ультравысокого напряжений. В дополнение к серии пневмогидравлических приводов ВНИИЭМ приступил к созданию пружинно-гидравлических приводов, обладающих более высокими технико-экономическими свойствами и меньшими массогабаритными характеристиками.

Относительно новой проблемой при повышении напряжения в дугогасительном разрыве до 500 кВ может оказаться задача создания малогабаритных конденсаторов для

обеспечения практически равномерного распределения напряжения по разрывам двухразрывного выключателя 1000–1200 кВ. В России в последнее время работы по созданию таких конденсаторов не получили развития. Двухразрывный выключатель на 1100 кВ представлен Японией [9], но надёжных данных об опыте эксплуатации такого выключателя не имеется.

Общее представление о мировом состоянии с возможным обеспечением ЛЭП 1000–1200 кВ элегазовыми выключателями могут дать сводные данные основных зарубежных производителей элегазовой коммутационной аппаратуры, приведенные в материалах Международной конференции в КНР [9]. Сопоставление основных характеристик, приведённых в табл. 3, ценно тем, что фирмы их изложили одновременно, отстаивая технические и экономические преимущества своего оборудования. Обращают на себя внимание более высокие требования к электрической прочности продольной изоляции для выклю-

чателя КРУЭ 1150 кВ (при воздействиях коммутационного импульса и напряжения промышленной частоты) по сравнению с нормированными воздействиями, принятыми зарубежными изготовителями. Только одна фирма ("Тошиба", Япония) представила элегазовый выключатель с двумя дугогасительными разрывами на полюс. Данные по требованиям к ПВН приведены только в двух докладах и не для всех коммутационных режимов представителями Японии и фирмы "Сименс". Более близки к нашим нормам значения, принятые японскими фирмами.

Отсутствие полных данных не позволяет детально проанализировать уровень достижений ведущих зарубежных фирм в разработке и результатах испытаний элегазовых выключателей 1000 – 1200 кВ.

Для оценки возможности освоения в настоящее время промышленного производства элегазовых выключателей 1150 кВ в России немаловажное значение имеет не только имеющийся задел предшествующих исследова-

Таблица 3

Характеристики	2005 г.					1981 г.
	Италия	"Тошиба" (Япония)	"Сименс" (ФРГ)	ABB		
Конструктивное исполнение	Баковый в составе КРУЭ	Баковый в составе КРУЭ	Колонковый	Баковый в составе КРУЭ	Колонковый	Баковый в составе КРУЭ
Номинальное напряжение, кВ	1050	1100	1100	1100	1000	1150
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	1050	1100	1100	1100	1000	1200
Номинальный ток, А	6000	8000	4000	6000	4000	4000
Номинальный ток отключения, кА	63	50	40–63	50	40–63	40
Число дугогасительных разрывов на полюс	4	2	4	4	4	6
Давление элегаза, МПа(изб)	–	–	–	0,45	–	0,4
Наличие шунтирующего резистора, Ом	500 при В и О	700 при В и О	–	450 при В	800 при В	Без резистор
Испытательные напряжения, кВ:						
– по отношению к земле						
– грозового импульса	2250	2250	2700	2400		2550
– коммутационного импульса	1675	1550	1800	1800		1800
– промышленной частоты		1100	1215	1100		1100
– между разомкнутыми контактами						
– грозового импульса	2250+606	2250+1100	2700+630	–	–	3230
– коммутационного импульса	1675+606	–	1800	–	–	2780
– промышленной частоты	910	–	1500	–	–	1725
Полное время отключения, мс	–	–	40	–	–	40
Тип привода	–	Гидравлический	–	Гидравлический	Пружинный	Пневматический

ний и разработок, которым было уделено внимание выше, но и современный технический уровень производства элегазового оборудования на ведущих предприятиях высоковольтного аппаратостроения. Производство элегазовых выключателей наивысших классов напряжения российских конструкций сосредоточено в двух регионах – в Санкт-Петербурге, на предприятиях, входивших ранее в объединение НПО "Электроаппарат", и Екатеринбурге, в объединении "Энергомаш" (на базе "Уралэлектротяжмаш"). В Санкт-Петербурге ОАО "Энергомех завод", тесно сотрудничающее с НИИВА, имеет многолетний опыт промышленного производства КРУЭ на напряжения 110–220 кВ и в последнее время – баковых элегазовых выключателей на эти же классы напряжения, завод представляет подготовленные к производству серии КРУЭ на напряжения до 500 кВ включительно и баковые элегазовые выключатели до 750 кВ включительно. Кроме того, НИИВА обладает опытом разработки элегазовых выключателей для КРУЭ на напряжение 500 кВ с одноразрывным дугогасительным устройством и на напряжение 800 кВ с двухразрывной дугогасительной камерой [20]. "Энергомаш" был изготавителем воздушных выключателей для ЛЭП 1150 кВ и освоил в дальнейшем производство ряда серий колонковых элегазовых выключателей. Последней его разработкой является создание серии колонковых выключателей на напряжение 220 – 500 кВ, в которой в выключателе 500 кВ используется двухразрывное дугогасительное устройство.

Таким образом, основные производители высоковольтных элегазовых выключателей России вышли на уровень, который позволяет решить задачу освоения производства элегазовых выключателей следующего класса напряжения – 1150 кВ.

Выводы

1. Задел исследований ВЭИ им. В.И. Ленина при создании первого КРУЭ 1150 кВ, уровень приобретенных знаний и состояние производства элегазового оборудования и основных его комплектующих на отечественных заводах позволяют на настоящий момент решить задачу создания в России элегазового выключателя на 1150 кВ, который бы удов-

летворял всем современным требованиям.

2. При выборе числа дугогасительных разрывов в выключателе следует обоснованно (и с технической и экономической стороны) пойти к определению их количества.

3. Результат, рекламируемый фирмой "Тошиба", требует дополнительного анализа проведенных исследований и опыта эксплуатации. Тем более, что достаточная информация о длительной работе японского выключателя на полном напряжении отсутствует.

Список литературы

1. Антипov К.М., Ершевич В.В., Илларионов Г.А., Шлимович В.Д. Развитие электроэнергетики СССР и значение электропередачи напряжением 1150 кВ в формировании ЕЭС СССР. // Электропередачи 1150 кВ. Кн. 1. М.: Энергоатомиздат, 1992. С. 5–28.
2. Антонова Н.П., Ершевич В.В., Лысков Ю.И. и др. Режимы, регулирование напряжения и мероприятия по повышению пропускной способности электропередачи 1150 кВ // Электропередачи 1150 кВ. Кн. 1. М.: Энергоатомиздат, 1992. С. 41–66.
3. Кучеров Ю.Н., Коган Ф.Л., Ительман Ю.Р., Касьянов Л.Н. О подготовке электрических станций к синхронной работе ЕЭС России с энергообъединениями Европы // Электрические станции. 2000. № 4. С. 3–9.
4. Кучеров Ю.Н. О концепции совместной работы энергообъединений Востока и Запада // Электричество. 2000. № 6. С. 4–13.
5. Вариводов В.Н., Волкова О.В., Ковалев В.Д. и др. Перспективы создания нового поколения электрооборудования 1150 кВ, обеспечивающего высокий уровень надежности // Электротехника. 1996. № 8. С. 10–16.
6. Бирюков С.В., Доброхотов Р.Б., Китаев Г.И. и др. Воздушный выключатель 1150 кВ типа ВНВ-1150 // Электротехническая промышленность. 1980. № 3 (107). С. 5–7.
7. Бронштейн А.М. Элегазовые выключатели и комплектные распределительные устройства с элегазовой изоляцией на напряжение 12–120 кВ. М.: Информэлектро, 1982.
8. Электропередачи 1150 кВ / Под общ. ред. Илларионова Г.А., Ляшенко В.С. М.: Энергоатомиздат, 1992. С. 265–286.
9. Proceedings of International Workshop of UHVAC transmission technology. 25–28 April 2005. Beijing, China.
10. Камалов Р.С., Чемерис В.С., Чулков В.В. Расчет восстанавливющейся электрической прочности элегазовых автокомпрессионных выключателей // Электричество. 1995. № 2. С. 21–26.
11. Егоров В.Г., Колобанова Н.Н., Торопчин Ю.В., Чемерис В.С. Элегазовые выключатели для КРУЭ на 170 и 362 кВ // Электротехника. 2003. № 11. С. 28–34.
12. Берлин Б.Е., Вишневский Ю.И., Пельц А.С. и др. Оптимизация дугогасительных устройств высокого напряжения в режиме коммутации ёмкостных токов // Электротехника. 2003. № 11. С. 18–23.
13. Егоров В.Г., Родина С.А., Серяков К.И. Программа газодинамических расчётов автокомпрессионного устройства газового выключателя // Тезисы докл. Всес. научно-технического совещания "Перспективы развития высоковольтных аппаратов". Л., 1990. С. 12–14.

14. Отключение токов в сетях высокого напряжения / Под ред. К.Рагаллера. М.: Энергоиздат. 1981. С.70–97.
15. Уапави S. at all. Development novel hybrid puffer interrupting chamber for SF₆ gas circuit breaker utilizing self pressure-rise phenomena by arc // IEEE Transaction on Power Delivery. 1989. Vol. 4, №1.
16. Харитонов Ф.Я., Вишневская С.С., Аракелян В.Г., Чемерис В.С. Исследование устойчивости керамических материалов в продуктах разложения элегаза // Электротехника. 1991. № 1. С.13–16.
17. Перепёлкин К.Е., Кудрявцев Г.И. Армирующие химические волокна и композиционные материалы на их основе // Химические волокна. 1981. № 5. С. 5–12.
18. Пугачёв А.К., Чемерис В.С.. Тихомиров А.Ф., Ольшевский О.И. Композиционные материалы для сопл элегазовых выключателей с повышенной коммутационной износостойкостью//Электротехника. 1990. № 12. С.49–50.
19. Калманович Е.А., Колонтай В.С., Черемисин В.М. Гидравлические приводы для элегазовых выключателей на напряжение 110 кВ и выше // VIII Симпозиум "Электротехника 2010 год. Перспективные виды электротехнического оборудования для передачи и распределения электроэнергии". Май 24 – 26, 2005.
20. Бабкин И.В., Берлин Б.Е., Вишневский Ю.И. и др. Комплектные распределустстройства с элегазовой изоляцией на сверхвысокие напряжения // Электротехника. 2003. № 11. С.23–28.

Чемерис Владлен Семёнович – работает в ГУП "Всероссийский электротехнический институт им. В.И. Ленина", канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1953 г. Защитил диссертацию по теме "Коммутационная износостойкость элементов дугогасительных устройств автocomпрессорных элегазовых выключателей" в 1988 г.

Симметрирование и компенсация реактивной мощности несимметричных низковольтных нагрузок с помощью конденсаторных батарей

ШИШКИН С.А.

Рассматривается соединение систем симметрирования напряжений и компенсация реактивной мощности несимметричных низковольтных нагрузок батареями косинусных конденсаторов. Показаны достоинства и недостатки данных систем.

Изменение структуры электропотребления, обусловленное снижением производственной и ростом коммунально-бытовой (преимущественно однофазной) нагрузки, усложняет обеспечение симметричного режима системы электроснабжения (СЭС). Хотя для этой цели можно использовать специальные устройства, состоящие как только из индуктивных, так и из индуктивно-ёмкостных элементов [1–3], при выборе средств симметрирования наиболее рационально в первую очередь задействовать уже имеющиеся в СЭС технические средства, в частности, конденсаторные батареи (КБ) установок компенсации реактивной мощности (УКРМ). Несимметричная нагрузка, потребляя основную долю направленного от СЭС к электроприемникам (ЭП) потока мощности прямой последовательнос-

It is considered the integration of voltage balancing systems and power factor correction of low-voltage unsymmetrical loads by cosine capacity banks. The advantageand lacks of the given systems are shown.

ти, преобразует его оставшуюся часть в противоположно направленный поток мощности обратной или обратной и нулевой последовательностей, искажающий симметрию напряжений СЭС.

Нарушение режима симметрии напряжений трёхфазной системы изменит энергетические характеристики симметричных по ёмкости ветвей КБ. В низковольтных распределительных сетях, где в основном сосредоточена компенсационная мощность потребителей, пофазные соотношения реактивной мощности (РМ) при несимметричном Q' и номинальном $Q_{\text{ном}}$ режиме работы КБ можно выразить через коэффициент несимметрии по обратной k_{2U} и нулевой k_{0U} последовательности [1]:

$$\frac{Q'}{Q_{\text{ном}}} = \frac{U_{\text{ном}}^2 - U_{1(1)}^2}{U_{\text{ном}}^2} [1 + (k_{2U} + k_{0U})^2], \quad (1)$$

где $U_{\text{ном}}$ – номинальное междуфазное (фазное) напряжение КБ; $U_{1(1)}$ – действующее значение напряжения прямой последовательности основной частоты [4].

Эксплуатация КБ возможна, если соотношение (1) будет не более 1, т.е. ни в одной из фаз внутренние потери, а следовательно, и Q' конденсаторов длительно (свыше времени допустимого перенапряжения U_{max} , определяемого стандартом IEC 831) не превысят номинального значения. Это условие ограничивает РМ симметрирования КБ до значения, называемого располагаемой мощностью $Q_{\text{расп}}$, всегда меньшей номинальной $Q_{\text{ном}}$, и пропорциональной мощности прямой последовательности [2]:

$$Q_{\text{расп}} = Q_{\text{ном}} [1 + (k_{2U} + k_{0U})^2] (U_{1(1)} / U_{\text{max}})^2. \quad (2)$$

Вследствие неравномерного распределения РМ ветвей КБ [(1), (2)] направление тока компенсации в отдельных фазах сети может оказаться противоположным требуемому, что снизит её пропускную способность, приведёт к дополнительным потерям мощности и увеличит уже имеющийся дисбаланс напряжений в точках общего присоединения [1, 5]. Поэтому в этом случае целесообразно форсированно вывести все ступени КБ из режима компенсации РМ [6] или, если это предусмотрено конструкцией схемы УКРМ [7, 8], попытаться за счёт комбинаций переключения ёмкостных элементов на различные линейные (фазные) напряжения трёхфазной сети уменьшить степень несимметрии до допустимых [4] значений k_{0U} и k_{2U} .

Все способы устранения несимметрии СЭС, в том числе и ёмкостными элементами, сводятся к компенсации в сети комплекса (модуля и аргумента) пульсирующей мощности \underline{N}_{Σ} – результата неуравновешенности различных по импедансу (соотношению активной P и реактивной Q составляющих полной мощности S) и схемному присоединению к фазам распределительной сети ЭП потребителей [2]:

$$\underline{N}_{\Sigma} = \underline{N}_1 + \underline{N}_2 + \dots + \underline{N}_n = |\underline{N}_{\Sigma}| e^{j\alpha N_{\Sigma}}. \quad (3)$$

В свою очередь все n несимметричные нагрузки приводятся к системе пульсирующих мощностей \underline{N}_{AB} , \underline{N}_{BC} , \underline{N}_{CA} :

$$\begin{cases} \underline{N}_{AB} = \underline{N}_{AB} e^{j(\frac{\pi}{3} - \Phi_1)}; \\ \underline{N}_{BC} = \underline{N}_{BC} e^{j(\pi - \Phi_2)}; \\ \underline{N}_{CA} = \underline{N}_{CA} e^{-j(\frac{\pi}{3} + \Phi_3)}, \end{cases} \quad (4)$$

определенной тремя эквивалентными группами нагрузок \underline{S}_{AB} , \underline{S}_{BC} , \underline{S}_{CA} , с соответствующими фазовыми углами Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 , включёнными на напряжения U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} , [2], которые могут быть уравновешены подключением ветвей КБ неодинаковой РМ: $Q_{\text{КБ},AB} \neq Q_{\text{КБ},BC} \neq Q_{\text{КБ},CA}$ [1, 3].

Применяя метод симметричных составляющих и предполагая соответствие фазных напряжений на зажимах КБ (рис.1) системе прямой последовательности, комплексные

($a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ – векторный оператор поворота) составляющие прямой $\underline{I}_{1(1)}$ и обратной $\underline{I}_{2(1)}$ последовательности токов ветвей батареи: $\underline{I}_{AB} = a \underline{I}_{AB}$; $\underline{I}_{BC} = \underline{I}_{BC}$; $\underline{I}_{CA} = a^2 \underline{I}_{CA}$; можно представить следующим образом [9]:

$$\underline{I}_{1(1)} = \frac{j}{\sqrt{3}} (\underline{I}_{AB} + \underline{I}_{BC} + \underline{I}_{CA}); \quad (5)$$

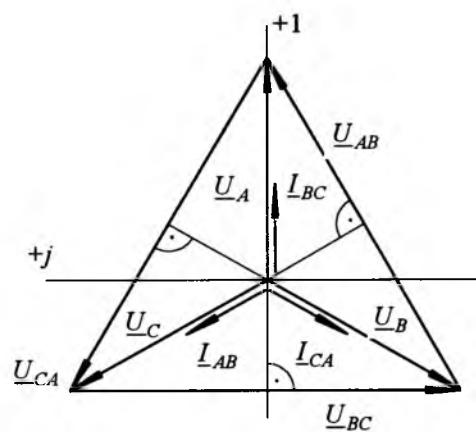


Рис.1. Векторная диаграмма напряжений и токов в ветвях симметрирующей КБ

$$I_{2(1)} = -\frac{J}{\sqrt{3}}(\underline{a}^2 I_{AB} + I_{BC} + \underline{a} I_{CA}). \quad (6)$$

Применимельно к системе прямой последовательности (5) роль КБ, как источника РМ, не зависит от соотношения между токами I_{AB} , I_{BC} , I_{CA} в ветвях (рис.1), поскольку аргумент тока остается постоянным, а меняется только его модуль. В то же время для системы обратной последовательности выражение (6) показывает, что изменение токов I_{AB} , I_{BC} , I_{CA} , меняет не только модуль, но и аргумент тока $I_{2(1)}$. Соразмерное (5), (6) изменение $U_{1(1)}$ и $U_{2(1)}$ определяется по приближенным формулам [4]:

$$U_{1(1)} = \frac{1}{3}(U_{AB(1)} + U_{BC(1)} + U_{CA(1)}); \quad (7)$$

$$U_{2(1)} = 0,62(U_{\text{нб}(1)} - U_{\text{нм}(1)}), \quad (8)$$

где $U_{AB(1)}$, $U_{BC(1)}$, $U_{CA(1)}$ – действующие значения междуфазных напряжений основной частоты; $U_{\text{нб}(1)}$, $U_{\text{нм}(1)}$ – наибольшее и наименьшее действующие значения из трёх междуфазных напряжений основной частоты.

В совокупности вариация выражений (5)–(8) обеспечивает принципиальную возможность симметрирующего воздействия КБ на СЭС, причём для увеличения ёмкостных токов прямой последовательности (5) наиболее рационально конденсаторы отключаемой ветви КБ переключить на другие междуфазные напряжения [9].

Известны исполнительные схемы, позволяющие одновременно осуществлять симметрирование и компенсацию РМ активно-индуктивных нагрузок с низким коэффициентом мощности [7, 8]. Однако схемы измерения большинства регуляторов РМ автоматизированных УКРМ контролируют входной параметр управления ступеней КБ – угол фазового сдвига ϕ между активной и полной мощностью только в одной фазе компенсируемой сети. Подобная одноканальная функция регулирования, поддерживая постоянство потребления заданного уровня РМ в симметричном режиме [5], не учитывает неуравновешенности параметров фаз сети, а также снижения коэффициента (фактора) мощности ЭП K_p при наличии несимметрии [2]:

$$K_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + N^2}}. \quad (9)$$

Если учесть влияние на K_p (9) характеризующих несимметричный режим коэффициентов [2]: неравномерности нагрузки фаз

$$K_{\text{нер}} = \frac{N^2}{P^2 + Q^2}; \text{ сдвиг по фазе тока и напря-}$$

жения $K_c = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$; степени несимметрии

$$K_h = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{\text{нер}}}}, \text{ а также увеличение потерь на}$$

передачу по сети мощности $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, эквивалентной симметричному режиму, и рассмотреть зависимость $K_{\text{нер}}$ и K_h от выраженного в относительных ($\sqrt{P^2 + Q^2}$) единицах модуля N_* (рис.2), видно, что даже в случае чисто активной нагрузки ($Q = 0$, $N_* = P_* = 1$, $K_c = 1$, из графика рис.2 $K_h = 0,71$), согласно соотношению между коэффициентами [2]:

$$K_p = K_c \times K_h \quad (10)$$

произойдёт снижение значения K_p (9,10) до 0,71, вместо 1 при симметричном режиме.

Следовательно, для управления схемами УКРМ в несимметричном режиме необходимы специальные устройства, реализующие функцию раздельной коммутации ёмкостных ветвей ступеней КБ, которые требуют определения не только общей необходимой РМ

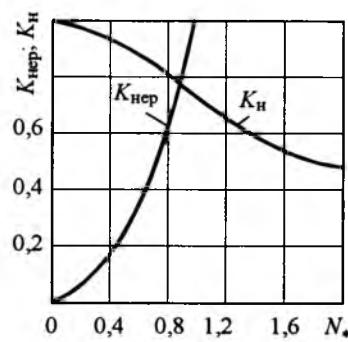


Рис.2. Зависимость коэффициентов неравномерности нагрузки $K_{\text{нер}}$ и несимметрии напряжений K_h трёхфазной сети от относительного значения модуля пульсирующей мощности N_*

компенсации, но и её пофазных соотношений [7, 8]. Это возможно при наличии не менее двух каналов измерения U и I компенсируемой сети в четырёх квадрантах комплексной плоскости [5]. Например, датчик РМ устройства [10] содержит два аналоговых умножителя попарных сигналов линейных токов и напряжений ($I_A \times U_{AB}$, $I_C \times U_{BC}$), соединённых через фазосдвигающий блок, обеспечивающий необходимый для замера РМ фазовый сдвиг: $\cos(90^\circ - \varphi) = \sin\varphi$ между векторами тока и напряжения. С учётом равенства произведений коэффициентов трансформации измерительных трансформаторов тока K и входного сопротивления обоих каналов измерения, суммарный сигнал на выходе умножителей будет пропорционален общей РМ трёхфазной сети даже при неравенстве ($\varphi_A \neq \varphi_B \neq \varphi_C$) углов фазового сдвига между током и соответствующим фазным напряжением [5]. Практически двухканальная схема регулирования РМ применена в КУ AV9000 динамической (в режиме реального времени) компенсации РМ производства "Schneider Electric" (www.schneider-electric.ca).

При несимметричном режиме, характерном для сетей электроснабжения бесконечной мощности с близким к нулю сопротивлением КЗ (наложение систем прямой и нулевой последовательности), подобное построение схемы измерения обеспечит точность регулирования [5], так как, несмотря на различие модулей фазных напряжений [$A'Q'$, $B'Q'$, $C'Q'$ (рис.3)] в результате смещения нейтрали нагрузки [вектор QQ' (рис.3)], сохранится постоянство треугольника линейных напряжений [AB , BC , CA (рис.3)]. Падение напряжения в линейных проводах сети [AA' , BB' , CC' (рис.3)] от дополнительного наложения системы обратной последовательности приведёт к изменению не только фазных, но и линейных напряжений [$(A'B')$, $(B'C')$, $(C'A')$ (рис.3)], нарушив баланс смещения фазосдвигающих блоков (углы φ_1 , φ_2 , φ_3 на рис.3). В данном случае определение значения РМ должно производиться аналогично схеме включения трёх ваттметров, т. е. равенству количества умножителей числу фаз сети.

Регулятор [11] со схемой измерения парных входных сигналов линейного тока нагрузки и напряжения противоположных фаз,

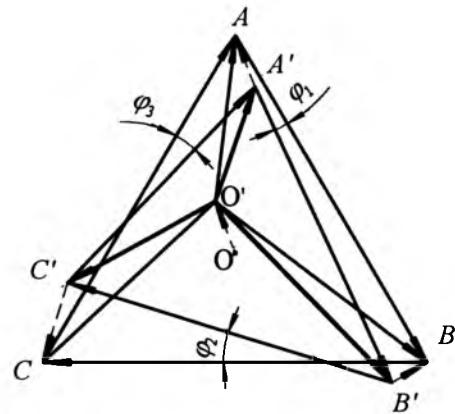


Рис.3. Векторная диаграмма напряжений четырёхпроводной сети

имеющих фазовый сдвиг на 90° , после предварительной фильтрации сформирует импульсы, пропорциональные РМ каждой фазы:

$$\begin{aligned} Q_A &= K \times I_A U_{BC} \cos(90^\circ - \varphi_A) = K \times I_A U_{BC} \sin\varphi_A; \\ Q_B &= K \times I_B U_{CA} \cos(90^\circ - \varphi_B) = K \times I_B U_{CA} \sin\varphi_B; \\ Q_C &= K \times I_C U_{AB} \cos(90^\circ - \varphi_C) = K \times I_C U_{AB} \sin\varphi_C. \end{aligned} \quad (11)$$

Далее из средних значений (11) выделяется наибольшее и именно в эту фазу включается симметрирующая РМ однофазной ветви секции КБ [8], а в трёхпроводной сети аналогичное присоединение производится на соответствующее линейное напряжение [7]. Суммарный модуль пульсирующей мощности (3), генерируемой в сеть отдельными ветвями КБ, будет соразмерен удвоенной разности между наибольшим Q_b и наименьшим Q_m значениями их РМ [7]:

$$|N_\Sigma| \equiv 2(Q_b - Q_m). \quad (12)$$

Для сетей с разбалансированной нагрузкой компания "EPCOS AG" предлагает версию трёхканального управления однофазных КБ контроллерами BR6000 (www.epcos.com), функция регулирования которых равнозначна выражению (11).

Диапазон регулирования (12) ступени из трёх КБ [7] приемлем во многих практических случаях симметрирования двух- и трёхфазных несимметричных нагрузок. Подбор РМ ветвей КБ симметрирующих устройств типа [7] может быть проведён по расчётным графикам (номограммам), приведённым в [3].

В четырёхпроводных сетях с нулевым про-

водом появление составляющей нулевой последовательности определяет особенности режима симметрирования таких СЭС, располагающих большими вариантами выбора фаз питания нагрузки, но обеспечивающих её уравновешенность только при равенстве фазных проводимостей [2]. Поэтому в четырёхпроводных сетях наиболее важно снизить составляющую фазных напряжений нулевой последовательности [9], численно равную модулю вектора сдвига QQ' (рис.3), создаваемого током небаланса, протекающим в нулевом проводе.

Сопротивление обмоток трансформатора для токов нулевой последовательности: $Z_0 = r_2 + jx_{22}$, причём r_2 характеризует активное сопротивление вторичной обмотки, а x_{22} – однофазный магнитный поток рассеяния (аналогичный потокам КЗ, но значительно больший по значению), сцепляющийся с формирующим его вторичной обмоткой по воздуху, отличается от их сопротивления для токов прямой и обратной последовательности, зависящего только от Z_{K3} трансформатора. Экспериментальные данные показывают, что для наиболее распространённых в сетях 10–0,4 кВ трансформаторов со схемой соединения обмоток $Y-Y_0$ значение Z_0 больше Z_{K3} в 5–8 раз. С учётом увеличения Z_0 за счёт сопротивления нулевой последовательности линии [14], в обмотках трансформатора индуцируются одинаковые по фазе добавочные ЭДС, вызывающие значительные искажение напряжения на нагрузке дополнительно к искажению от токов обратной последовательности (8). Кроме того, магнитные потоки токов нулевой последовательности, замыкаясь через бак трансформатора, разогревают его, ухудшая охлаждение активной части. Как установлено при исследовании промышленных сетей [14], максимальная допустимая неуравновешенная однофазная нагрузка (наихудший вариант произвольной несимметричной нагрузки) составляет лишь 2–5 % номинальной мощности питающего трансформатора с группой соединения $Y-Y_0-12$, т. е. в ряде случаев примерно в 10 раз меньше, чем при её включении на междуфазное напряжение (несимметрии по обратной последовательности). При этом минимальная РМ симметрирования однофазной полностью скомпенсированной

нагрузки ($\cos\phi = 1$) составляет 100% её мощности [2].

Параллельное подключение ёмкостной проводимости ветвей КБ непосредственно на фазные напряжения [8] позволит уменьшить токи нулевой последовательности до допустимого значения [4] и обеспечить требуемый коэффициент мощности узла нагрузки при минимальном количестве элементов компенсации.

Список литературы

1. Аничарова Т.В., Гамазин С.И., Шевченко В.В. Экономия электроэнергии на промышленных предприятиях. М.: Высшая школа, 1990.
2. Шидловский А.К., Борисов Б.П. Симметрирование однофазных и двухплечевых электротехнологических установок. Киев: Наукова думка, 1977.
3. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. М.: Энергия, 1974.
4. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Минск: ИПК Издательство стандартов, 1998.
5. Шишкин С.А. Построение схем измерения входных параметров регуляторов реактивной мощности конденсаторных установок // Электротехника. 2003. № 10. С. 52–55.
6. Шишкин С.А. Управление батареями косинусных конденсаторов при несимметрии напряжений сети // Электрика. 2004. № 6. С. 38–39.
7. А.с. 1718325 СССР Н02J3/18. Трёхфазное ступенчато регулируемое компенсирующее и симметрирующее устройство / А.А. Яценко, Б.Н. Кулешов, Д.Н. Кошелева, Ю.В. Матюнин. Опубл. 07.03.92. Бюл. № 9.
8. Пат. на изобретение 2229766 РФ Н02J3/18. Устройство для симметрирования и компенсации реактивной мощности / С.А. Шишкин. Опубл. 27.05.04. Бюл. № 15.
9. Идельчик В.И. Электрические системы и сети. М.: Энергоатомиздат, 1989.
10. А.с. 1029324 СССР Н02J3/18, G05F1/70. Устройство для компенсации реактивной мощности / А.К. Шидловский, Г.А. Москаленко, А.Г. Кармалицкий, А.В. и др. Опубл. 15.07.83. Бюл. № 26.
11. Пат. на изобретение 2097824 РФ G05F1/70. Регулятор реактивной мощности / Е.Ф. Щербаков, В.М. Петров, И.О. Карпов. Опубл. 27.11.97. Бюл. № 33.
12. Гамазин С.И., Зеленская М.А. Расчётно-экспериментальные исследования области допустимых несимметричных режимов в системе электроснабжения до 1000 В // Электрика. 2003. № 3. С. 15–21.

Шишкин Сергей Алексеевич – доцент кафедры "Электроснабжение и электрические машины" Московского государственного агронженерного университета им. В.П. Горячкина, канд. техн. наук. Окончил факультет электрификации сельского хозяйства Московского института инженеров сельскохозяйственного производства им. В.П. Горячкина в 1978 г. Защитил диссертацию по теме "Повышение эффективности энергосбережения в электросетях предприятий АПК при компенсации реактивной мощности" в 2004 г.

Повышение дугогасящей способности длинно-искровых разрядников

ПОДПОРКИН Г.В., ПИЛЬЩИКОВ В.Е., СИВАЕВ А.Д.

Приведены результаты экспериментальных исследований перехода грозового перекрытия в силовую дугу применительно к системам со скользящим разрядом по поверхности кабеля, используемым в длинно-искровых разрядниках (РДИ). Показано, что разбиение дуги на последовательный ряд дуг путём установки промежуточных электродов на кабеле, по которому развеивается скользящий разряд, приводит к значительному увеличению дугогасящей способности РДИ. Мультиэлектродная система, состоящая из большого количества электродов с расстоянием между ними порядка нескольких миллиметров, обеспечивает прохождение тока грозового перенапряжения и препятствует протеканию сопровождающего тока промышленной частоты.

Воздушные линии (ВЛ) электропередачи среднего напряжения (СН) 6–35 кВ обладают относительно невысоким уровнем импульсной электрической прочности наружной изоляции: порядка 130–250 кВ. Поэтому любые удары молнии в линию и большая часть ударов молнии вблизи линии вызывают индуцированные перенапряжения, превышающие уровень линейной изоляции и приводят к отключению ВЛ.

Для повышения надёжности работы ВЛ СН при рабочем напряжении применяются защищённые провода, которые обладают рядом преимуществ, по сравнению с голыми проводами: устраняются отключения при кратковременном соприкосновении проводов, при касании проводов ветками деревьев и т. п. Однако защищённые провода необходимо защищать от пережога дугой промышленной частоты, которая возникает вслед за грозовым перенапряжением и импульсным перекрытием изоляции.

Эффективным средством защиты ВЛ СН от грозовых перенапряжений, а также от пережога проводов являются длинно-искровые разрядники (РДИ), основанные на принципе удлинения канала импульсного перекрытия по поверхности разрядника за счёт эффекта скользящего разряда [1,2]. Благодаря боль-

The aim of the reported study was to enhance the arc-quenching ability of Long Flashover Arresters (LFAs). Over 50 LFAs with and without intermediate electrodes of different types on the cable surface were tested. The test circuit consisted of an impulse generator and a generator of power frequency voltage and current. Impulse voltage and power frequency voltage were applied to an LFA sample simultaneously. It was found out that with the use of intermediate electrodes critical gradient and quenching current of the LFAs can be increased several times.

шой длине перекрытия образующаяся дуга гаснет при первом переходе сопровождающего тока через нуль. Известно, что эффективность дугогашения аппаратов увеличивается при разбиении дуги на отдельные дуговые отрезки, например за счёт использования дугогасительной решётки (см., например, [3]). Настоящая работа посвящена экспериментальному исследованию перехода импульсного перекрытия в силовую дугу в системах со скользящим разрядом по поверхности кабеля при установке промежуточных электродов, и направлена на повышение дугогасящей способности РДИ.

В качестве основы для образцов использовались отрезки кабеля длиной 2–3 м с алюминиевой жилой диаметром 9,2 мм, покрытой полупроводящим полиэтиленом толщиной 2,8 мм, слоем изоляционного полиэтилена толщиной 2,8 мм и слоем светостабилизированного полиэтилена толщиной 1,3 мм (рис. 1). Таким образом, наружный диаметр кабеля составлял примерно 23 мм. В средней части отрезка кабеля поверх изоляции устанавливалась алюминиевая трубка (центральный электрод), а на концы кабеля – алюминиевые оконцеватели. Напряжение подавалось на центральный электрод, а жила кабеля с оконцевателями заземлялись. На левом

плече образца длиной 1,5 м промежуточные электроды не устанавливались, и по нему завершённых разрядов не происходило, т.е. оно было вспомогательным (рис.1). На правом плече образца с изменяемой рабочей длиной $G = 0,4 \div 1,5$ м устанавливались промежуточные электроды различной конструкции. При воздействии напряжения разряд развивался между трубкой и правым оконцевателем, проходя последовательно через промежуточные электроды. В работе испытано более 50 типов различных образцов. Наиболее интересные и характерные варианты представлены на рис.1–5.

На рис.1 приведён эскиз образца с промежуточными электродами в виде колец шириной 5 мм, выполненных из металлических полос толщиной 1 мм. Для ориентации разряда на кольцах предусмотрены выступы длиной 5 мм. Кольца устанавливались на кабель таким образом, чтобы выступы смежных колец были направлены навстречу друг другу. Расстояние между кольцами $B = 50$ мм.

На рис.2 приведены эскизы образцов с промежуточными электродами, выполненными из алюминиевых дисков толщиной 10 мм и диаметром $D = 70$ мм. Диски изготовлены из двух половин и при монтаже скреплялись между собой при помощи винтов. Расстояние между осями дисков составляло $B = 50$ мм. Таким образом, общее число дисков на плече образца длиной 1500 мм составляло 29 шт. Один образец был выполнен из гладких дисков (рис.2,а), а другой – с выступами длиной 10 мм в виде стальных винтов М3, установленных на противоположных сторонах дисков (рис.2,б).

На рис.3 показан эскиз ленты из силиконовой резины, на которой укреплялись электроды в виде шайб диаметром 9 мм, образуя так называемую мульти-электродную систему (МЭС). Шайбы крепились к ленте при помощи винтов М3 с гайками или заклёпками. Шайбы выполнялись из стали, латуни и меди. Искровые промежутки между краями шайб составляли примерно $S = 2$ мм. Число промежуточных элек-

Таблица 1
Описание экспериментальных образцов

Тип	Рисунок	Тип промежуточных электродов
1	1	Электродов нет
2	2,а	Составные диски без выступов
3	2,б	Составные диски с выступами
4	1	Кольца с выступами
5	3,4	Лента с шайбами

тров изменялось от 100 до 500. Лента наматывалась на отрезок кабеля по спирали с шагом 20–30 мм, а сам отрезок кабеля сгибался в виде петли (рис.4).

Для определения эффективности РДИ при гашении сопровождающего тока использовались схема формирования напряжения промышленной частоты (50 Гц) и генератор импульсов высокого напряжения для обеспечения срабатывания разрядника.

Электрическая схема стенда испытаний представлена на рис.5. Для срабатывания (перекрытия) испытуемого разрядника РДИ использовался генератор импульсов напряжения ($C_{гии}$) с выходным напряжением до 250 кВ, который подключался к РДИ через сопротивление $R_{гии}$. Для формирования переменного напряжения применялся колебательный контур ёмкость – индуктивность (C_0, L_0) с частотой колебаний, близкой к 50 Гц. Первоначально энергия запасалась в батарее конденсаторов $C_0 = 700$ мкФ на номинальное напряжение до 20 кВ. Формирование напряжения промышленной частоты от колебательного контура C_0, L_0 начиналось после срабатывания разрядника P_0 под воздействием импульса перенапряжения от ГИН. Испытуемый раз-

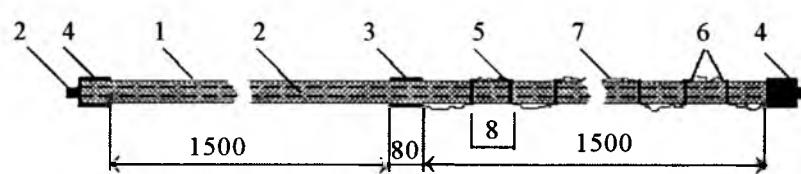


Рис.1. Общий эскиз образцов с промежуточными электродами:

1 – кабель с изоляцией из полиэтилена; 2 – алюминиевая жила, покрытая полупроводящим полиэтиленом; 3 – центральный электрод; 4 – оконцеватели; 5 – промежуточные электроды; 6 – выступы; 7 – канал разряда

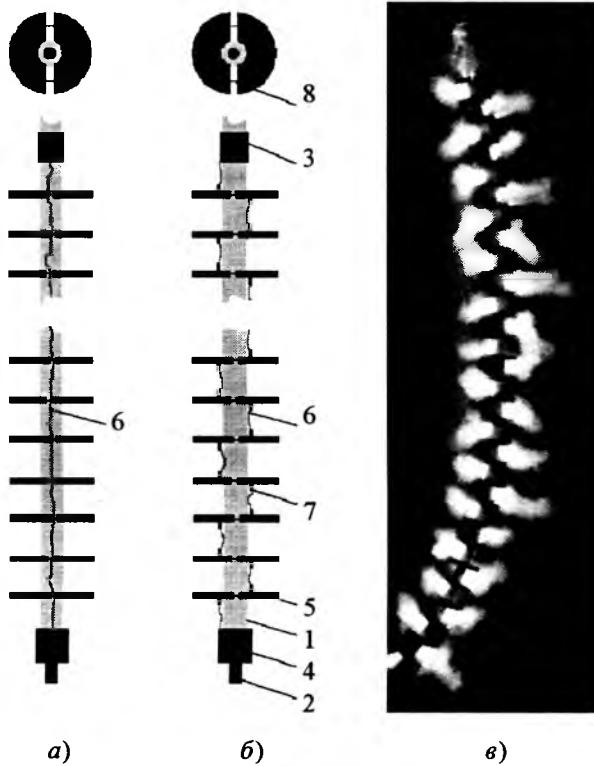


Рис.2. Образцы с промежуточными электродами в виде составных дисков из алюминия диаметром 70 мм, толщиной 10 мм:

a – гладкие диски; *b* – диски с выступами длиной 10 мм (стальные винты М3); *c* – испытания образца по рис.2,*b*; 1 – выступы из стали длиной 10 мм; 2 – канал разряда; 3 – винты, соединяющие половинки дисков

рядник (РДИ) соединялся с источником 50 Гц через сопротивление R_d и реактор L_p .

Реактор L_p использовался для отсечки конденсатора C_0 от РДИ в момент гашения дуги на частотах восстановления напряжения. Сопротивление R_d моделировало активное со-

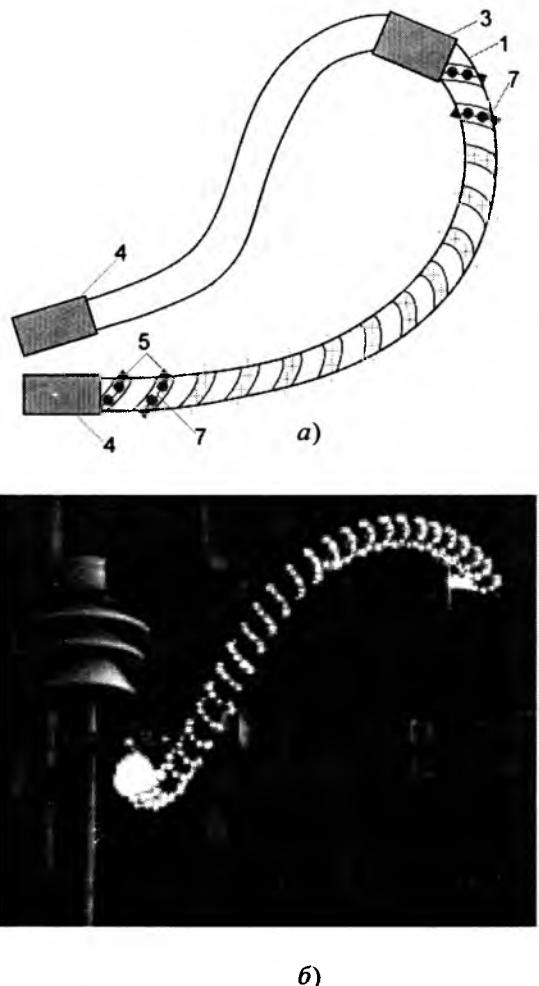


Рис.4. Прототип РДИ 20 кВ с мульти-электродной системой (по рис.3):

a – эскиз петли из кабеля с укреплённой на ней лентой с электродами; *b* – фотография испытаний

противление в цепи разрядника на линии, например, сопротивление заземления опоры.

Частота восстанавливающегося напряжения задавалась индуктивностью L_ϕ и конден-

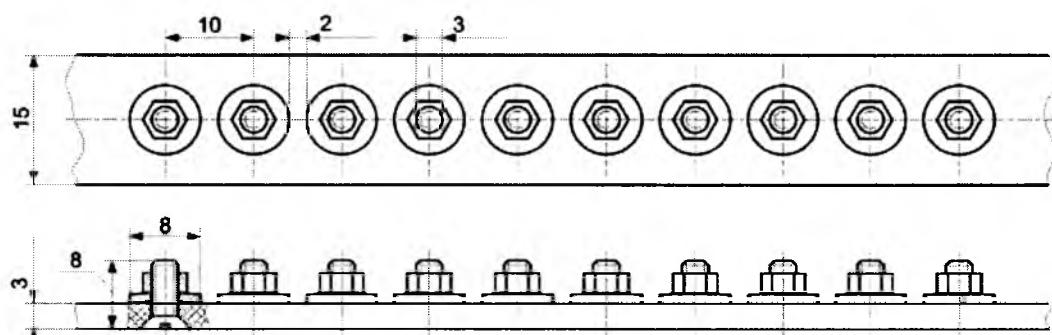


Рис.3. Лента из силиконовой резины с мульти-электродной системой (МЭС)

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

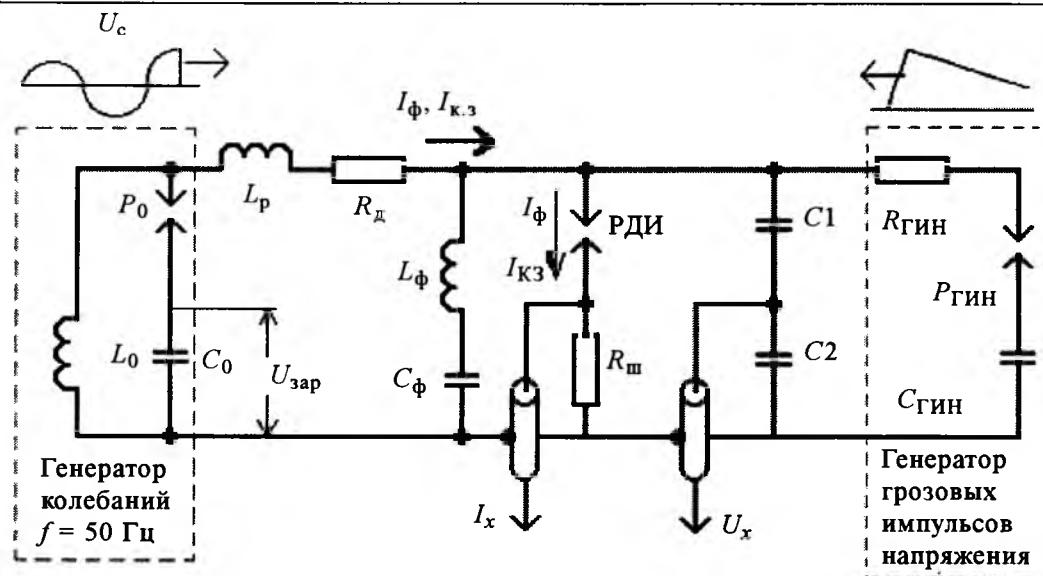


Рис.5. Электрическая схема испытательного стенда:

$C_0 = 700 \text{ мкФ}$; $L_0 = 14 \text{ мГн}$; $L_p = 2,7 \text{ мГн}$; $R_d = 0 \div 10 \text{ Ом}$; $L_\Phi = 0,2 \text{ мГн}$; $C_\Phi = 50 \text{ нФ}$; $R_{ш} = 0,01 \text{ Ом}$; $C_2/C_1 = 1000$; $R_{ГИН} = 0 \div 200 \text{ Ом}$; $C_{ГИН} = 0,5 \text{ мкФ}$

сатором C_Φ . Расчётное значение частоты восстановливающегося напряжения составляло 50 кГц при волновом сопротивлении контура C_Φ , L_Φ , РДИ – 60 Ом. Измерение и запись кривых тока и напряжения на РДИ выполнялись с помощью ёмкостного делителя напряжения (C_1 , C_2), шунта тока ($R_{ш}$), соединительных кабелей и цифрового запоминающего осциллографа.

При исследованиях применялся следующий порядок работы схемы. Вначале заряжалась батарея конденсаторов C_0 , затем ёмкость ГИН. После срабатывания ГИН пробивался испытуемый разрядник РДИ и вспомогательный разрядник P_0 . Таким образом, к испытуемому разряднику одновременно прикладывалось грозовое перенапряжение и напряжение промышленной частоты. В процессе испытаний регистрировались осциллограммы напряжения и тока, а затем при компьютерной обработке получались осциллограммы динамического сопротивления дуги $R_{дин}$ путём деления мгновенных значений напряжения U на мгновенные значения тока I .

Основной целью работы являлось повышение дугогасящих свойств длинно-искровых разрядников (РДИ), предназначенных для защиты ВЛ 10 кВ. Для защиты от индуцированных перенапряжений в настоящее время применяют РДИ петлевого типа (РДИП) с

длиной перекрытия по поверхности разрядника 0,8 м [1]. РДИП устанавливаются по одному на опору с чередованием фаз, например, на первой опоре разрядник устанавливается на фазу А, на второй – на фазу В, на третьей – на фазу С и т. д. Индуцированное на линии грозовое перенапряжение приводит к перекрытию разрядников на разных фазах соседних опор и образованию контура междудфазного замыкания сопровождающего тока при напряжении промышленной частоты. В этот контур включены два разрядника и два сопротивления заземления опор R_3 , которые ограничивают токи замыкания, способствуя их гашению и предотвращению отключения ВЛ. Два разрядника, включаемые в указанный контур последовательно, подвергаются воздействию линейного напряжения. Таким образом, при наибольшем допустимом действующем значении напряжения 12 кВ на один разрядник приходится 6 кВ, причём он находится в контуре последовательно с сопротивлением заземления опоры. Сопротивление заземления опоры, как правило, $R_d \geq 10 \text{ Ом}$, поэтому в работе, в основном применялось дополнительное сопротивление $R_d = 10 \text{ Ом}$ (рис.5). Для ужесточения режима испытаний использовалось также $R_d = 5 \text{ Ом}$, а для облегчения – $R_d = 20 \text{ и } 40 \text{ Ом}$.

Для защиты ВЛ 10 кВ от перенапряжений

Таблица 2

**Результаты испытаний образцов РДИ
при $R_d=5\div40$ Ом**

№ п/п	Тип образца (см. табл. 1) и его описание	R_d , Ом	$U_{зар}$, кВ	$I_{кз}$, А	$I_{ф}$, А	U_c , кВ
1	1, $G=0,8$ м, электродов нет	5	4,5	360	187	2,3
2		10	5,0	285	136	2,6
3		20	6,5	202	148	3,5
4		40	11	150	110	6,0
5	4, $G=0,8$ м, 15 колец с выступами	5	11	880	638	5,1
6		10	13,5	770	567	6,7
7	5, $G=0,4$ м $m=122$ шайбы	5	8,5	680	213	4,8
8		10	10	570	241	5,7
9	8, $G=0,6$ м $m=180$ шайб	5	10,5	840	128	6,4
10		10	11,5	656	128	6,7

Примечание: R_d – добавочное сопротивление, моделирующее активное сопротивление в сети, например, сопротивление заземления опоры; $U_{зар}$ – амплитудное значение зарядного напряжения батареи конденсаторов; $I_{кз}$ – действующее значение тока короткого замыкания сети, при зашунтированном РДИ; $I_{ф}$ – действующее значение фактического сопровождающего тока сети после срабатывания РДИ; U_c – действующее значение восстанавливающегося напряжения сети после срабатывания РДИ; G – расстояние между основными электродами (см. рис.1).

прямого удара молнии целесообразно применение РДИ модульного типа (РДИМ) с длиной перекрытия по поверхности разрядника 1,5 м [2]. Их необходимо устанавливать параллельно каждому изолятору на опоре, например в случае одноцепной ВЛ по три штуки на опору. При ударе молнии в опору происходит перекрытие всех трёх разрядников. Вследствие того, что на одной из фаз ВЛ в момент удара молнии в линию напряжение близко к нулю, дуга на разряднике этой фазы не образуется. На двух других фазах дуга образуется и горит до первого перехода тока через нуль, после этого она должна погас-

Таблица 3

Результаты испытаний образцов РДИ при $R_d=0$

№ п/п	Тип образца (см. табл. 1) и его описание	$U_{зар}^*$, кВ	$I_{кз}^*$, А	$I_{ф}^*$, А	U_c^* , кВ
1	1, $G=1,5$ м	6	984	–	3,6
2	2, $G=1,5$ м	7	1147	229	4,7
3	3, $G=1,5$ м	11,5	1885	1186	5,8
4	4, $G=1,5$ м $m=26$ колец	14,5	2378	1149	6,2
5	4, $G=1,5$ м $m=28$ колец	15	2460	1234	6,4
6	5, $m=300$ $G=0,9$ м	15	2460	–	9,2

* См. примечание к табл. 2

нуть. Как видно из приведённого краткого описания грозозащиты ВЛ от прямых ударов молнии, в этом случае образуется контур из двух разрядников РДИМ соединённых последовательно и включённых под линейное напряжение, причём в образованном контуре нет сопротивлений заземлений опор, поскольку перекрытие разрядников происходит на одной опоре. Поэтому применительно к этому случаю, в основном, использовались образцы с $G = 1,5$ м, а добавочное сопротивление равнялось нулю $R_d = 0$, что соответствовало наиболее тяжёлому случаю грозового перекрытия на ВЛ вблизи подстанции.

Результаты испытаний для образцов при добавочных сопротивлениях $R_d = 5\div40$ Ом приведены в табл. 2, а при $R_d = 0$ – в табл. 3.

Об эффективности работы опытного образца разрядника можно судить по действующему значению напряжения сети U_c , при котором обеспечивается гашение сопровождающего тока. Чем больше U_c , тем эффективней РДИ. Результаты испытаний в табл. 2, 3 приведены в порядке возрастания значений U_c , т.е. в порядке увеличения эффективности разрядника. В частности, для защиты ВЛ 10 кВ разрядник должен обеспечивать гашение при $U_c \geq 12/2 = 6$ кВ.

Как видно из табл.2 (строки 1 и 2), РДИП без дополнительных электродов с $G = 0,8$ м при $R_d = 5$ и 10 Ом обеспечивает гашение сопровождающих токов при напряжении сети $U_c = 2,3$ кВ и $U_c = 2,6$ кВ. Для стопроцентного гашения сопровождающих токов на ВЛ 10 кВ разрядник должен обеспечивать гашение при $U_c \geq 6$ кВ. Таким образом, при $R_d = 5$ и 10 Ом дугогасящая способность указанного разрядника недостаточна. Однако, как видно из строки 4 табл.2, при $R_d = 40$ Ом, $U_c = 6$ кВ разрядник обеспечивает надёжное гашение сопровождающих токов.

Применение колец с выступами приводит к существенному увеличению дугогасящей способности, при $R_d = 10$ Ом $U_c = 6,7 \geq 6$ кВ (строка 6 табл.2). Эти экспериментальные результаты могут быть объяснены тем, что в случае применения промежуточных электродов в виде колец с выступами искровой и соответственно дуговой каналы разбиваются на 16 отдельных каналов, и их гашение облегчено, видимо, вследствие лучшего охлаждения дуги на промежуточных электродах и вследствие катодного эффекта (см., например, [3]).

Полученные экспериментальные результаты показывают, что РДИП с $G = 0,8$ м, оснащённый кольцами с выступами, можно применять для надёжной защиты ВЛ от индуктированных перенапряжений на опорах с сопротивлением заземления $R_3 = 10$ Ом и более, т. е. практически во всех реальных случаях эксплуатации.

Из табл.2 видно, что наиболее эффективными оказались образцы РДИ с мульти-электродной системой (МЭС) из металлических шайб (рис.3). Значение напряжения $U_c = 6,7$ кВ у образцов с кольцами с выступами достигается при габарите $G = 0,8$ м (строка 5 табл.2), для образцов с шайбами тоже значение $U_c = 6,7$ кВ достигается при габарите $G=0,6$ м (строка 10 табл.2).

Из табл.2 видно также, что для всех типов образцов с уменьшением R_d , т. е. с увеличением сопровождающего тока, снижается U_c , однако, для образцов с шайбами это снижение меньше, чем для других типов образцов (например, строки 5,6 и 9,10). Следует отметить, что для образцов с множественными промежуточными электродами гашение сопровождающего тока происходит в течение

50–100 мкс, начиная с момента приложения импульса грозового перенапряжения, т. е. задолго до перехода тока сети через нуль в отличие от всех остальных образцов, у которых гашение происходит при переходе тока через нуль.

Результаты испытаний образцов РДИ при $R_d = 0$ и, соответственно, токах КЗ 1–2,5 кА (табл.3) аналогичны результатам, полученным при $R_d = 5\div10$ Ом и токах КЗ 150–900 А (табл.2). Интересно отметить, что образец 2, у которого промежуточные электроды выполнены в виде дисков, составленных из двух половинок (рис.2,а), обладает дугогасящей способностью (строка 2 табл.3), близкой к дугогасящей способности образца без электродов (строка 1 табл.3). Как показали наблюдения, на образце 2 разряд развивается между электродами в местах соединения их половинок, а затем сливается в единый дуговой канал, условия гашения которого, видимо, мало отличаются от условий гашения дуги на образце без промежуточных электродов.

При наличии выступов на дисках (рис.2,б) канал дуги разбивается на отдельные отрезки (рис.2,в) и дугогасящая способность образца (3) существенно увеличивается (строка 3 табл.3).

Наилучшей способностью гашения сопровождающего тока обладают образцы с МЭС (строка 6 табл.3). С использованием МЭС технологии могут быть созданы РДИ на 6–35 кВ и выше. В качестве примера на рис.5 приведён прототип разрядника петлевого типа РДИП на 20 кВ.

Выводы

1. Разбиение дуги на последовательный ряд дуг путём установки промежуточных электродов на кабеле, по которому развивается скользящий разряд, приводит к значительному увеличению дугогасящей способности РДИ.

2. Мульти-электродная система (МЭС), состоящая из большого количества электродов с расстоянием между ними порядка нескольких миллиметров, обеспечивает прохождение тока грозового перенапряжения и препятствует протеканию сопровождающего тока промышленной частоты.

3. Представляется перспективным использование МЭС для создания разрядников РДИ на напряжение 6–35 кВ и выше.

Список литературы

1. Методические указания по защите распределительных электрических сетей напряжением 0,4–10 кВ от грозовых перенапряжений. ФСК, 2005.
2. Подпоркин Г.В., Пильщиков В.Е., Сиваев А.Д. Грозозащита воздушных линий 10 кВ длинно-искровыми разрядниками модульного типа // Электричество. 2002. №4. С. 8–15.
3. Таев А.С. Электрическая дуга в аппаратах низкого напряжения. М.: Энергия, 1965.



Подпоркин Георгий Викторович
— генеральный директор ОАО "НПО Стример". Окончил в 1973 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию по электрической прочности длинных воздушных промежутков, а в 1990 г. — докторскую — по воздушным линиям электропередачи повышенной способности.

Пильщиков Владимир Евсеевич
— старший научный сотрудник кафедры техники высоких напряжений СПбГТУ. Окончил в 1973 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1979 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование методов повышения срока службы и надёжности высоковольтных импульсных напряжений СПбГТУ".



Сиваев Александр Дмитриевич — технический директор "НПО Стример". Окончил в 1978 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1999 г. в НИИПТ защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка нового способа грозозащиты высоковольтных распределительных воздушных линий 6–10 кВ длинно-искровыми разрядниками".

Особенности расчёта высокочастотной нагрузочной системы с цепью согласования из параллельного колебательного контура с неполным включением

МОРОЗОВ В.А., МИХЕЕВ Г.М.

Предложена методика расчёта параллельного колебательного контура с неполным включением при согласовании двух импедансов конечного значения на высокой частоте. Приведён алгоритм, позволяющий определять тип резонанса (параллельного или последовательного) в контуре. Показано, что входная ёмкость (или индуктивность) контура не зависит от типа резонанса. Рассмотрены расчёты цепей согласования генераторной лампы с радиочастотным кабелем, а также радиочастотного кабеля с рабочим конденсатором, применяемым для диэлектрической сушки пиломатериала.

Параллельный колебательный контур (ПКК) с неполным включением широко используется в высокочастотных генераторах с целью согласования эквивалентного сопротивления анодной цепи генераторной лампы R_a с нагрузкой генератора R_L [1].

Известны схемные решения цепей согласования (ЦС) с применением ПКК и методи-

Methods of calculation of tapped down parallel oscillatory circuit on matching two impedances of final value at high frequency is proposed. Algorithm is given, permitting to determine the type of resonance (parallel or series) in circuit. It is shown, that input capacitance (or inductance) of circuit does not depend on the type of resonance. Calculations of circuits matching oscillating tube with radio-frequency cable, as well as radio-frequency cable with working capacitor used for dielectric timber drying are considered.

ки их расчёта [1–3]. Например, для ЦС по рис. 1,а расчёт выполняется по приближённым формулам, полученным исходя из предположения, что в контуре установился параллельный резонанс [1,2]:

$$p = \frac{|\dot{U}_L|}{|\dot{U}_{in}|} = \sqrt{\frac{\eta R_L}{\operatorname{Re} Z_{in}}} = \frac{L}{L_1}; \quad (1)$$

$$\omega_{par} = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}, \quad (2)$$

где

$$L = L_1 + L_2; \quad (3)$$

p – коэффициент трансформации напряжения; \dot{U}_{in} и \dot{U}_L – комплексные амплитуды напряжения на входе и выходе (нагрузке) ЦС; Z_{in} – входной импеданс ЦС; L_1 , L_2 , C_2 и η – индуктивности, ёмкость выходного конденсатора и КПД цепи согласования; ω_{par} – циклическая частота параллельного резонанса.

Выражения (1)–(3) применяются в том случае, если для сопротивления нагрузки и входного импеданса ЦС справедливы неравенства $\eta R_L \geq Re Z_{in}$ и $R_L \gg 1/(\omega_{par} C_2)$.

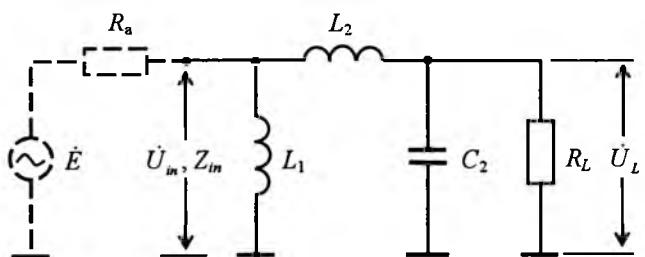
Заметим также, что в ЦС (рис. 1, а) может установиться последовательный резонанс, циклическая частота которого определяется по выражению [2]

$$\omega_{ser} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}. \quad (4)$$

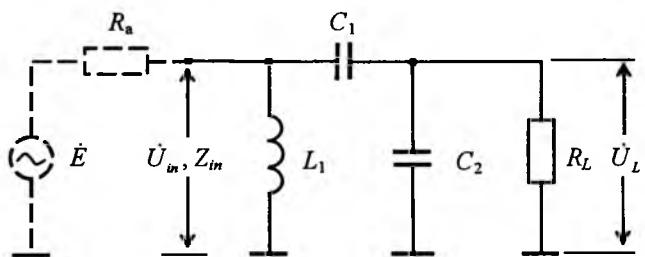
Однако соотношение (4) при расчёте ПКК практически не используется, так как не определены условия, при которых в контуре возбуждается последовательный резонанс. Необходимо отметить, что неопределенность в определении типа резонанса для ПКК существует только для контура, имеющего неполное включение со стороны эквивалентного генератора (он известен как контур второго вида) [2]. В ПКК, имеющем неполное включение со стороны нагрузки и известного как контур первого вида (рис. 1, б), неопределенности с определением типа резонанса нет, так как в нём может установиться только параллельный резонанс [3].

Решение проблемы расчёта и определения типа резонанса для ЦС с применением контура третьего вида найдено в [4] и заключается в решении уравнения $Z_{in} = R_a$ при условии подключения к ЦС нагрузки R_L . Этот подход позволяет вычислить параметры ЦС при $\eta = 1$ и определить тип возбуждаемого в нём резонанса.

Цель настоящей работы разработка метода расчёта нагрузочной системы (НС)¹, в ЦС



а)



б)

Рис. 1. Согласование цепи эквивалентного генератора (выделена пунктиром) и активной нагрузки с применением ПКК с неполным включением:

а – индуктивности со стороны генератора;
б – ёмкости со стороны нагрузки

которой используется ПКК с неполным включением, а также демонстрация применения этого метода к расчёту высокочастотных систем различного технологического назначения, в том числе НС мощных генераторных ламп (ГЛ). Работа выполнена в связи с проектированием источников высокочастотной энергии с частотой 13,56 МГц для ионно-плазменных и плазменно-химических технологий, применяемых в промышленности.

Рассмотрим согласование эквивалентного генератора с нагрузкой R_L на примере рис. 1, а. Представим входной импеданс НС в виде $Z_{in} = Re Z_{in} + j Im Z_{in}$, где j – мнимая единица, тогда условие согласования выглядит так [4]:

$$\left\{ \begin{array}{l} Re Z_{in} = R_a; \\ Im Z_{in} = 0. \end{array} \right. \quad (5a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Re Z_{in} = R_a; \\ Im Z_{in} = 0. \end{array} \right. \quad (5b)$$

Для упрощения вычислений введём обозначения элементов ЦС:

$$x_1 = \frac{\omega L_1}{R_L}; \quad x_2 = \frac{\omega L_2}{R_L}; \quad \alpha = \omega C_2 R_L, \quad (6)$$

где x_1 , x_2 и α – безразмерные индуктивности и выходная ёмкость ЦС; ω – циклическая частота электромагнитных колебаний в ЦС.

¹ НС – это цепь согласования с нагрузкой [3].

Используя метод комплексных амплитуд и преобразования электрических цепей, а также обозначения (6) и $x = x_1 + x_2$, для компонент входного импеданса НС получаем:

$$\operatorname{Re} Z_{in} = R_L \frac{x_1^2(1+\alpha^2)}{1+[x(1+\alpha^2)-\alpha]^2}; \quad (7)$$

$$\operatorname{Im} Z_{in} = R_L x_1 \frac{1+[x(1+\alpha^2)-\alpha][x_2(1+\alpha^2)-\alpha]}{1+[x(1+\alpha^2)-\alpha]^2}. \quad (8)$$

Резонансное сочетание элементов найдем из условия (5б). Приравнивая числитель в выражении (8) нулю и выполняя некоторые преобразования, получаем квадратичное уравнение:

$$x_2^2 - 2\left(\frac{\alpha}{1+\alpha^2} - \frac{x_1}{2}\right)x_2 - \frac{\alpha x_1}{1+\alpha^2} + \frac{1}{1+\alpha^2} = 0. \quad (9)$$

Решением (9) являются корни

$$x_{ser, par} = \frac{x_1}{2} + \frac{\alpha}{1+\alpha^2} \pm \sqrt{\left(\frac{x_1}{2}\right)^2 - \left(\frac{1}{1+\alpha^2}\right)^2}. \quad (10)$$

Рассмотрим предельный случай, когда $R_L \rightarrow \infty$, тогда в соответствии с (6) $\alpha \rightarrow \infty$. Отсюда $\alpha/(1+\alpha^2) \rightarrow 1/\alpha$, $1/(1+\alpha^2) \rightarrow 1/\infty^2 \rightarrow 0$, поэтому из (10) следует, что

$$x_{ser, par} = \frac{x_1}{2} + \frac{1}{\alpha} \pm \frac{x_1}{2}.$$

Таким образом, с учётом (6) резонансные частоты

$$\omega_{ser, par} = \frac{1}{\sqrt{L - \left(\frac{L_1 \pm L_2}{2}\right) C_2}}. \quad (11)$$

Сравнивая соотношение (11) с формулами (2) и (4), приходим к выводу, что в (10) знак плюс соответствует последовательному резонансу, а минус – параллельному.

Найдём аналитическое выражение для входной безразмерной индуктивности НС x_1 , если в нём установился резонанс. Для этого проводим замену x в выражении (7) на $x = x_{ser, par}$ в соответствии с (10). Решая полученное уравнение относительно входной безразмерной индуктивности контура, независимо от типа резонанса получаем

$$x_1 = \frac{1}{\frac{R_L}{\operatorname{Re} Z_{in}} \sqrt{\frac{1+\alpha^2}{R_L/\operatorname{Re} Z_{in}}} - 1}. \quad (12)$$

Соотношения (10) и (12) имеют действительные значения только в том случае, если их подкоренные выражения больше или равны нулю. Отсюда следует, что для $R_L \leq \operatorname{Re} Z_{in}$ они имеют физический смысл для любых $\alpha \geq 0$, а для случая $R_L > \operatorname{Re} Z_{in}$ только для

$$\alpha \geq \sqrt{\frac{R_L}{\operatorname{Re} Z_{in}}} - 1.$$

Отметим, что при практических расчётах НС удобно тип резонанса определять по алгоритму работы [4], который, применительно к рис. 1, а, заключается в следующем.

В выражении (10) перед корнем квадратным выбирается знак (например, плюс – последовательный резонанс). Проводится расчёт безразмерной индуктивности x по формулам (10) и (12) при условии, что их подкоренные выражения больше или равны нулю (если это условие не выполняется, то увеличивается выходная ёмкость C_2). Затем по выражению (7) вычисляется входное сопротивление НС на резонансе. Если входное сопротивление равно заданному значению ($\operatorname{Re} Z_{in} = R_a$), то тип резонанса выбран правильно. Если это условие не выполняется, то в (10) необходимо изменить знак на противоположный, т.е. сменить тип резонанса, и повторить вычисления.

Необходимо отметить, что при расчёте НС (рис. 1, а) по формуле (10) возможен вариант, для которого входная безразмерная индуктивность x_1 больше полной безразмерной индуктивности x ($x_1 > x$). В этом случае необходимо индуктивность L_2 изменить на ёмкость C_1 , значение которой определяется по формуле

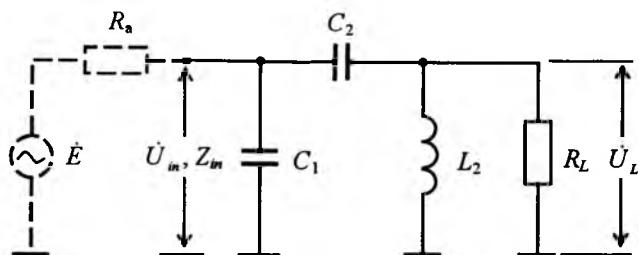
$$C_1 = \frac{1}{\omega^2(L_1 - L)}. \quad (13)$$

Следовательно, с учётом принятых обозначений для элементов НС, данная ситуация соответствует схемному решению, показанному на рис. 1, б.

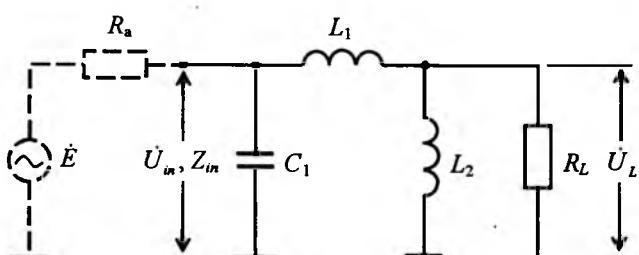
Основные расчётные зависимости для НС по рис. 2, а:

$$\alpha = \omega C_2 R_L; \quad \beta = \omega C_1 R_L; \quad x = \frac{\omega L_2}{R_L}; \quad (14)$$

$$\operatorname{Re} Z_{in} = \frac{R_L}{\beta^2 x^2} \frac{1+x^2}{1 + \left[\frac{1}{x} - \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} \right) \frac{1+x^2}{x^2} \right]^2}; \quad (15)$$



a)



б)

Рис.2. Согласование цепи эквивалентного генератора и активной нагрузки с применением ПКК с не-
полным включением:

а – ёмкости со стороны генератора; б – индук-
тивности со стороны нагрузки

$$\frac{1}{\alpha_{ser,par}} = x - \frac{1}{2\beta} \pm \frac{1}{2\beta}$$

Таким образом, для знака плюс получаем $1/\alpha = x$, а для знака минус $1/\alpha + 1/\beta = x$, т.е.

$$\omega_{ser} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ и } \omega_{par} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}},$$

где C – эквивалентная (приведённая) ёмкость ЦС,

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Формулы (17) и (18) имеют действительные значения только в том случае, если их подкоренные выражения больше или равны нулю. Поэтому для $R_L \leq \operatorname{Re} Z_{in}$ они имеют физический смысл для любых $x \geq 0$, а для случая $R_L > \operatorname{Re} Z_{in}$ только для

$$x \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{R_L}{\operatorname{Re} Z_{in}} - 1}}.$$

Отметим, что при расчёте НС (рис.2,а) также возможен вариант, для которого $\alpha = \alpha_{ser,par} < 0$. Тогда необходимо ёмкость C_2 изменить на индуктивность L_1 , значение которой определяется по формуле

$$L_1 = -\frac{R_L}{\alpha \omega}. \quad (19)$$

Таким образом, эта ситуация соответствует схемному решению, приведённому на рис.2,б.

Примеры расчёта высокочастотной нагрузочной системы

Пример 1. Необходимо согласовать ГЛ ГУ-36Б-1 с кабелем РК75-9-13 по следующим исходным данным: эквивалентное сопротивление анодной цепи лампы $R_a = 1075$ Ом [4], волновое сопротивление радиочастотного кабеля (РК) $W = 75$ Ом, рабочая частота $f = 13,56$ МГц ($\omega = 8,52 \cdot 10^7$ рад/с), колебательная мощность $P_{\sim} = 7000$ Вт.

1. Рассмотрим расчёт НС для варианта схем рис.1.

Для ГЛ, согласованной с РК, справедливы условия $\operatorname{Re} Z_{in} = R_a$ и $R_L = W$. Для выходной ёмкости ЦС принимаем $C_2 = 100$ пФ. В соответствии с расчётом, приведённом в табл.1, приходим к следующему: согласование ГЛ

$$\alpha_{ser,par} = \frac{1}{\frac{x}{1+x^2} - \frac{1}{2\beta} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2\beta}\right)^2 - \frac{x^4}{(1+x^2)^2}}}; \quad (17)$$

$$\beta = \frac{R_L}{\operatorname{Re} Z_{in}} \sqrt{\frac{1+1/x^2}{R_L/\operatorname{Re} Z_{in}}} - 1. \quad (18)$$

В выражении (17) знак плюс соответствует последовательному резонансу, а минус – параллельному. Рассмотрим предельный случай, когда $R_L \rightarrow \infty$, тогда в соответствии с (14) $x \rightarrow 0$. Следовательно, $x^4/(1+x^2)^2 \rightarrow x^4 \rightarrow 0$, а $x/(1+x^2) \rightarrow x$, поэтому из (17)

Таблица 1

Параметр	Формула	Результат расчёта
α	(6)	0,639
x_1	(12)	3,272
x	(10), минус	0,616
$\operatorname{Re}Z_{in}$	(7)	1075 Ом
-	$\operatorname{Re}Z_{in} = R_a$	Параллельный резонанс
L_1	$x_1 R_L / \omega$	$2,88 \cdot 10^{-6}$ Гн
L	$x R_L / \omega$	$0,54 \cdot 10^{-6}$ Гн
-	$x_1 > x$	Заменить L_2 на C_1
C_1	(13)	$5,89 \cdot 10^{-11}$ Ф
U_{in}	$\sqrt{P_{-} \operatorname{Re}Z_{in}}$	2743 В
U_L	$\sqrt{P_L R_L}$	725 В
I_{R_L}	U_L / R_L	9,7 А
I_{C1}	$\sqrt{\frac{1 + (\omega C_2 R_L)^2}{R_L} P_L}$	11,5 А
I_{C2}	$U_L \omega C_2$	6,2 А
I_{L1}	$U_{in} / (\omega L_1)$	11,2 А
U_{C1}	$I_{C1} / (\omega C_1)$	2284 В

Таблица 2

Параметр	Формула	Результат расчёта
x	(14)	1,136
β	(18)	0,345
α	(17), минус	-0,437
$\operatorname{Re}Z_{in}$	(15)	1075 Ом
-	$\operatorname{Re}Z_{in} = R_a$	Параллельный резонанс
C_1	$\beta / (\omega R_L)$	$5,40 \cdot 10^{-11}$ Ф
C_2	$\alpha / (\omega R_L)$	$-6,84 \cdot 10^{-11}$ Ф
-	$C_2 < 0$	Заменить C_2 на L_1
L_1	(19)	$2,02 \cdot 10^{-6}$ Гн
U_{in}	$\sqrt{P_{-} \operatorname{Re}Z_{in}}$	2743 В
U_L	$\sqrt{P_L R_L}$	725 В
I_{C1}	$U_{in} \omega C_1$	12,6 А
I_{R_L}	U_L / R_L	9,7 А
I_{L1}	$\sqrt{\frac{1 + (R_L / \omega L_2)^2}{R_L} P_L}$	12,9 А
I_{L2}	$U_L / (\omega L_2)$	8,5 А
U_{L1}	$I_{L1} \omega L_1$	2210 В

ГУ-36Б-1 с кабелем РК75-9-13 возможно с применением схемы рис.1,*б*, для которой $L_1 = 2,88$ мкГн, $C_1 = 58,9$ пФ и $C_2 = 100$ пФ.

Исходя из условия $P_L = P_{-}$, проводим электрический расчёт НС (табл.1).

2. Рассмотрим расчёт НС для варианта схем рис.2.

Для выходной индуктивности ЦС принимаем $L_2 = 1$ мкГн. Расчёт (табл.2) показывает: согласование возможно с применением схемы рис.2,*б*, для которой $C_1 = 54,0$ пФ, $L_1 = 2,02$ мкГн и $L_2 = 1$ мкГн.

Пример 2. Рассчитать схему согласования РК ($W = 75$ Ом) с рабочим конденсатором, который применяется для диэлектрической сушки пиломатериала сосны с абсолютной влажностью 60% на частоте $f = 13,56$ МГц. Параметры параллельной схемы замещения рабочего конденсатора [5]: $C_L = 318$ пФ, $R_L = 75,8$ Ом. В нагрузке выделяется мощность $P_L = 5000$ Вт.

Расчёт НС выполняем для условий $\operatorname{Re}Z_{in} = W = 75$ Ом, $R_L = 75,8$ Ом и $C_2 = C_L = 318$ пФ для варианта схем рис.1. В соответствии с расчётом (табл.3): согласование РК с рабочим конденсатором возможно с применением схемы рис.1,*а*, для которой $L_1 = 0,432$ мкГн, $L_2 = 0,002$ мкГн и $C_2 = 318$ пФ.

Выводы

1. Рассмотрены различные цепи согласования эквивалентного высокочастотного генератора с активной нагрузкой с применением в цепях согласования параллельного колебательного контура.

2. Получены аналитические соотношения, позволяющие проводить расчёт, а также осуществлять выбор схемного решения параллельного колебательного контура.

3. Предложен простой способ, с помощью которого в практических расчётах определяется тип резонанса.

Таблица 3

Параметр	Формула	Результат расчёта
α	(6)	2,054
x_1	(12)	0,485
x	(10), минус	0,488
ReZ_{in}	(7)	75 Ом
-	$ReZ_{in} = W$	Параллельный резонанс
L_1	$x_1 R_L / \omega$	$0,432 \cdot 10^{-6}$ Гн
L	$x R_L / \omega$	$0,434 \cdot 10^{-6}$ Гн
-	$x_1 < x$	L_2 определяется
L_2	$L - L_1$	$0,002 \cdot 10^{-6}$ Гн
U_{in}	$\sqrt{P_L Re Z_{in}}$	612 В
U_L	$\sqrt{P_L R_L}$	616 В
I_{R_L}	U_L / R_L	8,1 А
I_{C2}	$U_L \omega C_2$	16,7 А
I_{L1}	$U_{in} / (\omega L_1)$	16,6 А
I_{L2}	$\sqrt{\frac{1 + (\omega C_2 R_L)^2}{R_L} P_L}$	18,6 А

4. Рассмотрены примеры, разъясняющие методику электрического расчёта цепей согласования.

Список литературы

- Нейман М.С. Курс радиопередающих устройств. М.: Советское радио, 1965.
- Радиопередающие устройства / Под общ. ред. Б.П. Терентьева. М.: Государственное изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1962.
- Муравьев О.Л. Радиопередающие устройства связи и вещания. М.: Радио и связь, 1983.
- Морозов В.А. Особенности расчёта контура третьего вида, используемого в нагрузочных системах высокочастотных технологических установок // Электротехника. 2005. № 2. С.59 – 64.
- Морозов В.А. Расчёт характеристик рабочего конденсатора с прямоугольными электродами // Электротехника. 2002. № 11. С.41 – 44.

Морозов Виктор Александрович – начальник конструкторского бюро ОАО "Ижевский электромеханический завод "Купол". Окончил приборостроительный факультет Ижевского механического института в 1979 г. С 2004 г. соискатель Института прикладной механики Уральского отделения РАН (ИПМ УрО РАН).

Михеев Геннадий Михайлович – заведующий лабораторией ИПМ УрО РАН, доктор физ.-мат. наук. Окончил физический факультет МГУ им. М.В.Ломоносова в 1981 г. Зашел докторскую диссертацию по теме "Лазерная диагностика водорода на основе вынужденного комбинационного рассеяния света" в 1999 г.

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объёме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-33-35, 203-92-88.

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединённому каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111.

Подписаться на журнал можно также и в редакции журнала по адресу, 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12, тел. 361-95-96.

В редакции можно купить и отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Вопросы стратегического маркетинга низковольтных электрических аппаратов

ЗЕКЦЕР Д.М., акад. ИАУ (УКРАИНА)

Описаны методы обеспечения отечественного и зарубежного маркетинга низковольтных электрических аппаратов на базе выявления действительных режимов работы и фактических условий эксплуатации аппаратов и комплектных устройств с последующей обработкой при помощи математического моделирования, математической статистики и теории вероятностей.

Настоящее и перспективное увеличение применения низковольтных аппаратов (НВА) является следствием роста электрооборудования различных отраслей народного хозяйства и темпов автоматизации производственных процессов, интенсификации работы механизмов, расширения области применения аппаратов и необходимости опережающего роста их производства по сравнению с темпом роста энергетических мощностей.

Для решения проблем стратегического маркетинга необходимо исследовать:

– количественное применение НВА в функции от их параметров, что позволяет оптимально решить перспективное освоение производства или расширения производства определённых типоразмеров НВА;

– законы распределения применения НВА, что обеспечивает конкретное количественно необходимое производство в настоящее время и в перспективе;

– построение генетических вариационно-дискретных динамических временных и атрибутивных рядов изменения параметров НВА во времени, а также требований национальных и международных стандартов с целью прогнозирования необходимой модернизации и новых разработок, установления нормативов обновления, а также обеспечения всех настоящих и перспективных требований отечественных и зарубежных потребителей.

Количественное измерение и оценки применения изделий в настоящее время и в перспек-

тиве осуществляются при помощи математического моделирования, математической статистики и теории вероятности. Таким образом, исследования проводятся на стыке прикладной математики и электроаппаратостроения.

Ведущие зарубежные фирмы "Klockner Moeller", "Siemens", AEG (ФРГ), "Fuji" (Япония), "Telemecanique Electric", "Merlin Gerin" (Франция), "Mitsubishi" (Япония), Массачусетский технологический институт (США) и др. давно и систематически занимаются выявлением действительных режимов работы НВА и их фактических условий эксплуатации.

Например, фирма TE (Франция) обобщила 600 ответов по коммутационной износстойкости контакторов переменного тока в категории применения АСЗ. Выяснилось, что 30% контакторов за 10 лет совершают менее 1000 циклов, 25% – до 10^4 , 20% – до 10^5 , 45% – до 10^6 , 5% – до 10^7 и 5% – более 10^7 циклов.

Электрическая функция распределения применения количества контакторов в зависимости от их износстойкости подчиняется логнормальному закону:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma_{\ln x} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x_i - \ln \bar{x})^2}{2\sigma_{\ln x}^2}},$$

$$\text{где } \ln \bar{x} = \frac{\sum n_i \ln x_i}{n} = 0,6828;$$

$$\sigma_{\ln x} = \sqrt{\frac{\sum n_i (\ln x_i - \ln \bar{x})^2}{n-1}} = 2,995.$$

Необходимо отметить, что обработка массива статистической информации об отечественных контакторах подтвердила логнормальный закон распределения количества контакторов в функции от износостойкости (анкеты получены от металлургических заводов: Череповецкого, Магнитогорского, "Сибэлектротяжмаш" и др.) При этом

$$\ln \bar{x} = \frac{\sum n_i \ln x_i}{n} = 4,1052;$$

$$\sigma_{\ln x} = \sqrt{\frac{\sum n_i (\ln x_i - \ln \bar{x})^2}{n-1}} = 0,84.$$

Немецкая фирма "Metzenauer & Jung" в результате выявления действительных режимов работы контакторов в различных отраслях промышленности определила, что износостойкость контакторов распределяется по нормальному-логографическому закону, где

$$\ln \bar{x} = \frac{\sum n_i \ln x_i}{n} = 4,06;$$

$$\sigma_{\ln x} = \sqrt{\frac{\sum n_i (\ln x_i - \ln \bar{x})^2}{n-1}} = 0,94.$$

Следовательно, законы распределения применения контакторов в отечественном народном хозяйстве и за рубежом адекватны.

Исследования законов распределения применения биметаллических контактов в функции от их диаметра и высоты рабочего слоя показали что:

- для контактов с $D = 3$ мм $N = 67430000$, $S + 18900000$, (где N – количество; S – высота рабочего слоя);

- для контактов с $D = 4$ мм справедлив нормально логарифмический закон;

- для контактов с $D = 5$ мм – уравнение регрессии – смещённой кубической параболы

$$Y = -34,1x^3 + 13,1x^2 + 18,7x - 5,9.$$

Определение законов распределения применения позволило сократить параметрические ряды по высоте рабочего слоя, что обеспечило сокращение оснастки и инструмента и этим облегчило подготовку производства контактов, а также дало возможность оценить целесообразность выпуска контактов диаметром 3, 4 и 5 мм.

Исследования распределения механических, электрических и временных характеристик реле КДР и СР показали, что эти распределения подчиняются нормальному закону. При этом вероятность нахождения сопротивления обмотки реле и времени срабатывания реле в заданных пределах:

$$P(297 < R < 363) = 0,99999;$$

$$P(0 < t_{ср} < 50 \text{ мс}) = 0,99999.$$

Это позволяет практически ликвидировать ОТК для проверки этих параметров и таким образом снизить себестоимость реле.

В качестве инструментария сбора статистической информации используются: анкеты, изучение проектов, непосредственное обследование, изучение зарубежной научно-технической документации, согласование применения аппаратов, изучение зарубежного опыта при выявлении действительных режимов работы и категорий применения и т.д.

Наибольшее применение получил анкетный метод, что объясняется его простотой, низкой стоимостью, оперативностью, минимальными затратами труда, времени, а также участием минимального количества высококвалифицированных специалистов и максимального количества респондентов. Целесообразно выбрать закрытую форму опросного листа, обеспечивающую однозначность ответа и минимальное время для заполнения.

Для достоверной оценки количественного определения применения аппарата необходимо определить минимальную репрезентативную выборку, отображающую адекватно генеральную совокупность в качественном и количественном отношениях. По собранной статистике строят полином, потом гистограмму, затем выбирают форму кривой теоретической функции распределения, характеризующую генеральную совокупность. Для проверки практического соответствия электрической кривой распределения применения изделия по тому или иному параметру теоретической выравнивающей кривой распределения используется критерий согласия, обычно χ^2 Пирсона.

Таблица 1

Структура	$I_{\text{ном}}$, А								
	10	16	25	63	100	160	250	400	630
производства, %	31,8	—	31,0	23,6	5,9	2,6	3,1	0,95	0,96
фактического применения, %	52,3	2,20	0,86	23,08	17,16	0,09	2,3	2,06	0,15
предлагаемая рациональная	52,1	—	—	26,14	17,16	—	2,39	2,06	0,15

Проведённые исследования показали, что выравнивание эмпирических распределений подчиняется следующим законам:

– нормальному

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_i - \bar{x})^2}{2\sigma^2}};$$

– равномерному (распределение с равной вероятностью)

$$f(x) = \frac{1}{x_{\max} - x_{\min}}, \text{ где } \bar{x} = \frac{x_{\max} + x_{\min}}{2},$$

$$\sigma = \frac{(x_{\max} - x_{\min})^2}{2\sqrt{3}},$$

– показательному

$$P(x) = e^{-\lambda x}, \text{ где } \lambda = \frac{1}{m_i};$$

– логнормальному и суперпозиции двух или нескольких законов распределения с определением коэффициентов суперпозиции, учитывая, что сумма всех площадей композиционного закона распределения равна единице.

Следовательно, выявление законов распределения количества применения в функции от параметра изделия позволяет:

– установить закономерности между количеством применяемых аппаратов и их основными параметрами;

– ликвидировать погоню за рекламными данными зарубежных фирм, которые не подтверждаются ни испытаниями, ни требованиями потребителей;

– уменьшить номенклатуру типоразмеров и модификаций изделий;

– исключить избыточное качество, нерационально высокие параметры и этим снизить

себестоимость изделий, затраты на эксплуатацию, упростить производство;

– привести в соответствие структуру производства структуре применения и этим сэкономить материальные, трудовые, топливно-энергетические и финансовые ресурсы;

– выявить тенденции применения НВА, следовательно, прогнозировать перспективы применения;

– разработать математико-статистические модели, которые будут использованы в дальнейшем для оптимизации параметров НВА;

– распространить законы распределения выборки по исследуемой характеристике на генеральную совокупность.

В качестве конкретного примера приведём статистику производства и статистику применения автоматических выключателей в зависимости от номинального тока (табл.1).

Как видно из табл.1, уменьшается параметрический ряд по $I_{\text{ном}}$, что позволяет резко сократить конструкторскую и технологическую документацию, а также оснастку, инструмент и приспособления.

Структура производства в этом случае приводится в соответствие со структурой применения, что обеспечивает экономию материальных, трудовых и финансовых ресурсов.

В качестве источников информации для разработки временных рядов используются: отечественные и зарубежные каталоги, проспекты, национальные и международные стандарты, патенты, технические условия, статьи, учебники, инструкции по регулировке, международные и отечественные выставки, доклады на международных конгрессах, конференциях, отчёты специалистов и т.д.

Временные ряды, отражающие группировку уровней ряда по количественным признакам, называются вариационными, например, по току, напряжению, износстойкости, массе и т.д.

Ряды, отражающие группировку уровней ряда по качественным признакам, называются атрибутивными, например, временной ряд стандартов по требованиям (есть или нет данное требование). Бывают временные ряды – смешанные. В течение всего рассматриваемого периода, все уровни ряда должны иметь одну и ту же размерность и одинаковые условия определения, например, ПКС при том же напряжении, cosφ или постоянных времени и коммутируемой нагрузке, ударное, эффективное или амплитудное значение.

Каждый временной ряд обрабатывается методом наименьших квадратов (метод Лежандра) для моделирования при помощи аппроксимирующих функций. Обычно ряды параметров электротехнических изделий аппроксимируются аналитическими функциями:

- линейной $y = a \pm bx$;
- полиномом второго порядка $y = a + bc + cx^2$;
- показательной $y = ab^t$ или $\ln y = \ln a + t \ln b$;
- экспоненциальной $y = e^{(a+bx)}$ или $\ln y = a + bx$;
- логарифмической $y = a \ln x + b$;
- гиперболической $y = a_0 + a_1 \frac{1}{x}$;
- равной вероятности $y = \frac{1}{x_{\max} - x_{\min}}$.

Для оценки точности аппроксимации определяем:

а) среднеквадратичные отклонения

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_p - x_{cp})^2}{n-1}},$$

где n – количество уровней ряда; x_p – расчётное значение параметра по аппроксимирующей функции; x – фактическое значение параметра;

б) меру рассеяния

$$\xi = \sqrt{\frac{\sum \left(\frac{x_p - x_{cp}}{x_{cp}} \right)^2}{n-1}},$$

Таблица 2

Параметры	Год					
	1965	1969	1971	1972	1975	1978
$I_{\text{ном}}, \text{А}$	500	500	500	500	550	630
Механическая износостойкость, циклы	$10 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$

в) ошибку измерения

$$E = \frac{\sum (x_p - x_{cp})}{n};$$

г) коэффициент вариаций

$$V = \frac{\sigma}{\bar{x}} \cdot 100\%.$$

В качестве аппроксимирующей функции должна быть выбрана та функция, для которой перечисленные статистические показатели имеют минимальные значения и которая не противоречит физической сущности исследуемого процесса.

Обработка временного ряда изменения ПКС (пределной коммутационной способности), массы и габаритов автоматического выключателя N7 M 11 фирмы "Klockner Moeller" в течение 18 лет на основании каталогов этой немецкой фирмы показал, что ПКС изменяется по закону прямой линии:

$$y = 13,7 + 1,67t.$$

При этом ошибка аппроксимации $E = 1,29 \text{ кA}$ при достигнутой ПКС 50 А.

Удельный объём и удельная масса изменяются по закону:

$$y = a - bt.$$

На основании каталогов фирмы ТЕ (Франция) построен временной ряд изменения износстойкости контакторов CV1-KA (табл.2).

По этим изменениям подбираются функции, отображающие наиболее близко закономерности изменения износстойкости: линейная, полином второго порядка и логарифмическая функция (табл.3).

Пример временного атрибутивного ряда изменения требований международных и национальных стандартов к автомобильным выключателям приведён в табл.4.

Таблица 3

Аппроксимирующая функция	T	E_0	E	V	Примечание
$X = 11 \cdot 10^6 - 3,8 \cdot 10^5 t$	$25,25 \cdot 10^5$	1215	$1,8 \times 10^6$	24,4	Принимается аппроксимирующая функция $X = 11 \cdot 10^6 - 3,8 \cdot 10^5 t$
$X = 9 \cdot 10^6 + 0,2 \cdot 10^6 t - 0,04 \cdot 10^6 t^2$	$25,5 \cdot 10^5$	1265	24,2	24,2	
$X = 3,8 \cdot 10^6 \ln t + 10,65 \cdot 10^6$	$53,2 \cdot 10^5$	6590	39,3	39,3	

Таблица 4

Требование	Год			
	1973	1983	1986	1989
Наименьшая отключающая способность, режим	P_1^* и P_2^{**}	P_2	P_2	P_2
Наличие селективности	Нет	Есть	Есть	Есть
Наличие выдвижного исполнения	Нет	Есть	Есть	Есть
Испытание на КЗ отдельных полюсов	Нет	Нет	Нет	Есть
Наличие встроенной защиты от тока утечки	Нет	Нет	Нет	Есть
* – О-П-ВО				
** – О-П-В-О-П-ВО				

Таблица 5

Тип изделия	Дата постановки на производство	Дата снятия с производства	Срок обновления, лет	Модернизируемые изделия	Год модернизации	Срок модернизации, лет
A3740	1969	1985	16	A3790	1980	11

Таблица 6

	Заменяемое изделие	Дата постановки на производство	Снятие изделия	Срок обновления, лет	Модернизируемое изделие	Срок модернизации, лет
Годы	1950	1964	1981	3–2	1980	5–2
Тип изделия	KT5040	KT6040	KT6040	18	KT6040Б	17

Таблица 7

Группа изделий	Сроки обновления за рубежом, лет	Сроки обновления отечественных изделий, лет	Срок модернизации отечественных изделий, лет
Контакторы и пускатели электромагнитные	14	15	7
Выключатели автоматические	10	15	10
Предохранители плавкие	15	15	7
Соединители	8	10	7
Распределительные пункты	15	15	7
Врубные выключатели	12	15	7

Определение нормативов обновления и модернизации по временному ряду показано в табл. 5, а по электромагнитным контакторам в табл. 6.

Построение временных рядов сменяемости изделий за рубежом и у нас позволяет определить предельные дифференцированные нормативы сроков обновления и модернизации группы однородной продукции. В табл. 7 приведены утверждённые в своё время министерством электротехнической промышленности эти нормативы.

Временные ряды позволяют выявить тенденции и закономерности изменения параметров изделий или вернее требований отечественных и зарубежных потребителей, одновременно обеспечивают кратковременный прогноз технического уровня аппаратов, что

способствует своевременному обеспечению конкурентоспособности изделий, а также определению стабильности или динамики спроса на рынке. Кроме того, временные ряды помогают установить оптимальные нормативы обновления и модернизации.

Список литературы

1. Зекцер Д.М. и др. Оптимизация режимов работы и условий эксплуатации низковольтных аппаратов. М.: Информэлектро, 1984.
2. Зекцер Д.М. и др. Технический уровень низковольтных аппаратов, М.: Информэлектро, 1981.
3. Зекцер Д.М. О замене низковольтных электротехнических аппаратов // Электротехника. 2005. № 12.
4. Зекцер Д.М. О замене низковольтных электротехнических аппаратов // Электротехника. 2005. № 7.
5. Зекцер Д.М. О замене низковольтных электротехнических аппаратов // Электротехника. 2004. № 5.
6. Зекцер Д.М. О замене низковольтных электротехнических аппаратов // Электротехника. 2004. № 11.

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал "Электротехника" предоставляет свои страницы для:

- **РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ** отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- **ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ** о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- **ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ**, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английских языках. Реклама в чёрно-белом или цветном изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12.

Телефон для справок: 361-95-96

Заслуженному деятелю науки и техники РФ, профессору, доктору технических наук А.С. Фиалкову – 80 лет.

Юбилейную дату А.С. Фиалков встретил очередным творческим достижением – подготовкой к изданию научного труда, посвящённого технологии производства углеродных материалов. Книгу с нетерпением ждут сотни инженеров и научных работников электродного, электроугольного и других смежных производств.

А.С. Фиалков организатор и руководитель научной школы. С его непосредственным участием во Всесоюзном научно-исследовательском и проектно-технологическом институте электроугольных изделий были созданы уникальные углеродные материалы и изделия.

В перечне разработок осветительные угли высокой мощности, электрические щётки для авиационных генераторов, электродвигателей и преобразователей подводного и надводного флота, высокопрочные и высокомодульные углеродные волокна и углепластик для антенн космических аппаратов, высокоэффективные источники тока, нагревательные элементы и многое другое.

А.С. Фиалковым написано 5 монографий, несколько сотен статей, получены многие патенты на изобретения.

Главный конструктор, член Научно-технического совета Министерства электротехнической промышленности СССР, проблемного совета АН СССР, координационного комитета по порошковой металлургии Государственного комитета по науке и технике – всё это отражение большой научной и организационной работы в области электротехнического материаловедения А.С. Фиалкова. Он награждён многими орденами и медалями.

От души желаем А.С. Фиалкову долгих лет и счастья творческого труда.

Информационное сообщение о съезде Общества инженеров силовой электроники

Правлением Общества инженеров силовой электроники (ОСЭ) принято решение о проведении очередного съезда в ноябре 2006 г. Окончательная дата будет определена до 15.09.20061 г.

Общество инженеров силовой электроники было образовано в октябре 1991 г. как Ассоциация инженеров силовой электроники. В 2000 г. в связи с изменением законодательства об общественных организациях Ассоциация была переименована в Общество.

За 15 лет со дня образования Общество превратилось в массовую организацию, объединяющую ведущих специалистов, работающих в области силовой электроники. Среди них видные деятели науки и техники, более 60 членов Академии электротехнических наук РФ, 95 докторов и 156 кандидатов наук, руководители промышленных предприятий, преподаватели вузов.

Общество имеет региональные отделения в Новосибирске, Санкт-Петербурге, Саранске, Серпухове, на Украине (в Харькове, Киеве, Запорожье), в Эстонии, выпускает информационный бюллетень, в котором публикуется информация о последних достижениях в области силовой электроники, а также о проводимых семинарах, конференциях, выставках. Общество регулярно готовит тематические номера журнала "Электротехника", учредителем которого оно является, и содействует опубликованию в них статей и рекламных материалов членов ОСЭ. По инициативе ОСЭ организовано Объединённое отделение Института Инженеров Электриков и Электронщиков Joint Russian Chapter Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Объединённое отделение входит в Power Society (IES), Power Electronics Society (PE). Общество участвует в организации научно-технических конференций, проводит научные семинары.

Проводимый в ноябре 2006 г. очередной съезд является юбилейным.

За прошедшие годы существенно возросло значение силовой электроники в обществе и её влияние на решение таких важнейших проблем современности, как энергосбережение и экология, что определило роль профессионального уровня специалистов, работающих в этом научно-техническом направлении и смежных с ним отраслях.

Задачи Общества содействовать повышению творческой активности членов Общества с целью развития силовой электроники в соответствии с её техническим и экономическим значением.

Ф.И. Ковалев, президент ОСЭ, доктор техн. наук, проф.