

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1999

10

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

Бутырин П.А., председатель секции (Объединенный институт высоких температур РАН), Булатов О.Г. (Московский энергетический институт), Козлов В.Н. (С.-Петербургский государственный технический университет), Лагарьков А.Н. (Объединенный институт высоких температур РАН), Макашкин Б.Д., ответственный секретарь редакции, Мионов В.Г. (Московский энергетический институт), Розанов Ю.К. (Московский энергетический институт), Чечурин В.Л. (С.-Петербургский государственный технический университет).

Научный редактор — Макашкин Б.Д.

Секция электроэнергетики

Строев В.А., главный редактор, председатель секции (Московский энергетический институт), Дьяков А.Ф. (Корпорация «Единый электроэнергетический комплекс РФ»), Железко Ю.С. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики), Ишкин В.Х. (РАО «ЕЭС России»), Кощеев Л.А. (Научно-исследовательский институт постоянного тока), Мамиконянц Л.Г. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики), Никитин О.А. (РАО «ЕЭС России»), Семенов В.А. (ЦДУ ЕЭС России).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция техники высоких напряжений, электрических аппаратов, трансформаторов

Лоханин А.К., председатель секции (Всероссийский электротехнический институт), Александров Г.Н. (С.-Петербургский государственный технический университет), Белкин Г.С. (Всероссийский электротехнический институт), Митькин Ю.А. (Ивановская государственная энергетическая академия).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция электрических машин

Иванов-Смоленский А.В., председатель секции (Московский энергетический институт), Бут Д.А. (Московский государственный авиационный институт), Данилевич Я.Б. (Отдел (институт) электроэнергетических проблем РАН), Евсеев Б.Н., заместитель главного редактора, Шакарян Ю.Г. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

Секция электропривода и автоматизации технологических процессов

Московский энергетический институт, государственный электротехнический институт (Московский энергетический институтское объединение «Антей»).

Н.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

10
ОКТАБРЬ
1999

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

Содержание

Войтов О.Н., Мантров В.А., Семенова Л.В. Анализ несимметричных режимов электроэнергетических систем и управление ими	2
Шумилова Г.П., Готман Н.Э., Старцева Т.Б. Краткосрочное прогнозирование электрических нагрузок с использованием искусственных нейронных сетей	6
Токарев Л.Н. Математическая модель автономной электростанции, допускающая коммутацию любого генератора	13
Шакирзянов Ф.Н. Электромагнитная модель шаровой молнии	16
Казанский В.М. Развитие производства асинхронных двигателей	21
Попов В.И. Новые схемы трехфазных дробных обмоток электрических машин. Часть II	28
Гольдштейн М.Е., Коровин Ю.В. Математическая модель группы параллельных тиристоров сильно-точного преобразователя	34
Розанов Ю.К., Сафи А., Рябчицкий М.В., Завгородний П.Н. Влияние индуктивности источника электропитания на работу тиристорных контакторов постоянного тока	41
Киншт Н.В., Кац М.А. Интервальный анализ в задачах теории электрических цепей	45
Тимофеев В.Н., Христинич Р.М., Бояков С.А., Первухин М.В. Метод анализа электромагнитного поля в индукционных устройствах	58

ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА

Ланген А.М. Расчет мощности трансформатора выпрямительной установки	68
---	----

ХРОНИКА

Белов Г.А., Антонов В.И., Лазарева Н.М. III Всероссийская научно-техническая конференция «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем»	70
Профессор Януш Туровский (К 50-летию научной деятельности)	71

CONTENTS

O.N. Voitov, V.A. Mantrov and L.V. Semenova, Analysis and Control of Asymmetric Condition of Electrical Power Systems	2
G.P. Shumilova, N.E. Gotman and T.B. Startseva, Short-Term Prognosis of Electrical Loads with the Use of Neuron Artificial Networks	6
L.N. Tokarev, Autonomous Electrical Power Station Mathematical Model Allowing Commutation of Any Generator	13
F.N. Shakirzyanov, Model of a Ball Lightning	16
V.M. Kazanskii, Evolution of Induction Motors	21
V.I. Popov, New Designs of Three-Phase Fractional-Slot Windings of Electrical Machines. Part II	28
M.Ye. Gol'dstein and Yu.V. Korovin, Mathematical of a Group of Parallel Thyristors of a Heavy-Current Converter	34
Yu.K. Rozanov, A. Safi, M.V. Ryabchitskii and P.N. Zavgorodnii, The Influence of Power Supply Source Inductance on the Operation DC Thyristor Contactors	41
N.V. Kinsht and M.A. Kats, Interval Analysis in Circuit-Theory Problems	45
V.N. Timofeyev, R.M. Khristinich, S.A. Boyakov and M.V. Pervukhin, Method for an Analysis of an Electromagnetic Field in Induction Devices	58

NOTES and LITERS

A.M. Langen, Calculation of Power of a Rectifier Installation Transformer	68
---	----

CHRONICLE

G.A. Belov, V.I. Antonov and N.M. Lazareva, III All-Russian Scientific and Technical Conference «Dynamics of Non-Linear Discrete Electrotechnical and Electronic Systems»	70
Prof. Ya. Tourovsky (to mark the 50th Anniversary of Scientific Work)	71

Анализ несимметричных режимов электроэнергетических систем и управление ими

ВОЙТОВ О.Н., МАНТРОВ В.А., СЕМЕНОВА Л.В.

Разработаны алгоритмы, модели и программное обеспечение для анализа несимметричных режимов электроэнергетических систем (ЭЭС) и управления ими на основе метода симметричных составляющих. Предлагаются подходы к симметрированию режима на основе перераспределения активных и реактивных мощностей, получаемого из решения соответствующей задачи управления. Приводятся результаты расчетов несимметричных режимов и управления ими для реальных ЭЭС.

Ключевые слова: электроэнергетическая система, несимметричный режим, неполнофазный режим, симметричные составляющие, управление

Всесторонний анализ установившихся режимов (УР) предполагает использование достаточно точных математических моделей режима и элементов электроэнергетических систем (ЭЭС). Особенно это важно при планировании условий функционирования ЭЭС для краткосрочного периода времени, когда необходимо детально учитывать требования к надежности работы и качеству электроэнергии.

Одним из путей уточнения математических моделей УР является учет несимметрии элементов ЭЭС, которая имеет как систематический характер проявления (несимметрии нагрузки и т.д.), так и кратковременное состояние, возникающее, например, при коротких замыканиях в ЭЭС. Кроме этого, в ряде ЭЭС имеется возможность пофазного управления состоянием электрооборудования, например, отключение отдельных фаз линий, высоковольтных реакторов для проведения их планового ремонта. Такое состояние ЭЭС принято называть неполнофазными режимами работы. Использование неполнофазных режимов позволяет расширить область управляемости ЭЭС за счет применения дополнительных средств управления режимом (пофазное управление), так как в этом случае появляется возможность поддержания требуемой надежности электроснабжения потребителей при некотором снижении качества электроэнергии.

Следует отметить также, что использование при эксплуатации ЭЭС различного числа включенных фаз линий электропередачи или реакторов позволяет обеспечить возможность управления реактивной мощностью при ее избытке. Однако несимметричные режимы могут приводить к перегрузке электрооборудования, выходу его из строя, снижению уровней напряжений в системе и увеличению

Algorithms, models and software for analysing and controlling asymmetric conditions of electrical power systems, based on the symmetrical component method, are developed. Approaches are proposed to symmetrization of the conditions, which are based on the redistribution of the active and reactive powers, obtained from the solution of the corresponding control problem. Results of calculation of asymmetric conditions and examples of their control in real electrical power systems are given.

Key words: electrical power system, asymmetric conditions, open-phase conditions, symmetrical components, control

потерь активной мощности, что недопустимо по условиям эксплуатации. Допустимость существования несимметричных режимов оценивается значением коэффициента несимметрии K_{2U} по напряжениям обратной последовательности в узлах сети. Его нормально допустимые и предельно допустимые значения в соответствии с ГОСТ 13109—97 равны 2 и 4% соответственно.

Повышение качества электроэнергии при возникновении несимметрии может быть обеспечено за счет включения резервного оборудования (линий, реакторов) и перераспределения активных и реактивных мощностей в сети ЭЭС.

Для решения указанных задач в состав программно-вычислительного комплекса (ПВК) СДО-6 дополнительно включены алгоритмы для анализа несимметричных режимов и управления ими. В настоящее время в рамках ПВК СДО-6 реализована возможность решать широкий круг задач, возникающих при исследовании как симметричных, так и несимметричных состояний ЭЭС.

Математическое описание несимметричных режимов с использованием симметричных составляющих. Симметричный режим ЭЭС имеет математическое описание в форме баланса узловых мощностей, представляемого системой нелинейных алгебраических уравнений [2]:

$$W(X) = 0, \quad (1)$$

где X — вектор зависимых переменных, компонентами которого являются модули и аргументы векторов узловых напряжений, комплексных коэффициентов трансформации, активные и реактивные мощности генераторных узлов.

При несимметрии в элементах ЭЭС для описания и анализа несимметричного режима может

быть использован либо метод расчета в фазных координатах [1], либо метод симметричных составляющих [1, 6]. В статье использован метод симметричных составляющих. На основе этого метода исходная расчетная схема сети, описываемая системой уравнений (1), преобразуется к более сложной схеме — схеме комплексной сети, содержащей подсистемы прямой, обратной и нулевой последовательностей. В зависимости от вида несимметрии (например обрыв одной либо двух фаз) указанные подсистемы объединяются параллельно или последовательно в месте возникновения источника несимметрии.

Математическое описание несимметричного режима в симметричных составляющих может иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} W_1(X_1, X_r) &= 0; \\ W_2(X_2, X_r) &= 0; \\ W_0(X_0, X_r) &= 0; \\ W_r(X_1, X_2, X_0, X_r) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $W_1, X_1; W_2, X_2; W_0, X_0$ — множество уравнений и переменных соответственно прямой, обратной и нулевой последовательностей; W_r, X_r — множество уравнений и переменных граничных узлов, разделяющих указанные подсистемы.

Алгоритмы формирования комплексной схемы сети и анализа несимметричных режимов. Формирование комплексной схемы сети осуществляется автоматически на основе схем прямой, обратной и нулевой последовательностей.

В основе алгоритма формирования комплексной схемы сети лежит метод окаймляющих множеств. Суть его в том, что последовательно, начиная с места возникновения продольной или поперечной несимметрии, к схеме прямой последовательности приформировываются узлы и связи схем обратной и нулевой последовательностей. При формировании комплексной схемы сети мощности нагрузок и генераторов, а также значения сопротивлений шунтов переводятся в проводимости фиктивных связей, соединенных с общим узлом, имеющим нулевой потенциал. Топологически схема прямой последовательности отличается от схемы обратной последовательности только наличием дополнительных узлов и связей с генераторами и их сопротивлениями. Схема нулевой последовательности строится с учетом схем соединения обмоток трансформаторов.

В качестве математической модели несимметричного режима при формировании комплексной схемы сети используется система уравнений баланса узловых мощностей [2], которая по построению может быть разбита на подсистемы. Алгоритм решения такой системы описан в [3]. Здесь предлагается его модификация, основанная на исключении уравнений и переменных обратной и

нулевой последовательностей и определения значения эквивалентного шунта несимметрии Z_Σ , присоединенного к граничным узлам схемы прямой последовательности в месте возникновения несимметрии. При этом решение системы (2) распадается на последовательное решение следующих подсистем:

подсистемы, выключающей узлы схемы прямой последовательности

$$W_1(X_1, X_r, Z_\Sigma) = 0, \quad (3)$$

при решении которой определяются значения неявных функций $X_1(Z_\Sigma), X_r(Z_\Sigma)$ [2]; подсистемы, содержащей узлы обратной и нулевой последовательностей при фиксированных значениях граничных переменных X_r :

$$W_2(X_2, X_r) = 0; \quad (4)$$

$$W_0(X_0, X_r) = 0. \quad (5)$$

Параметры $X_1(Z_\Sigma), X_2(Z_\Sigma), X_0(Z_\Sigma), X_r(Z_\Sigma)$ полученные из (3)–(5), совмещаются на полной (комплексной) схеме сети. Если при этом невязки в граничных узлах удовлетворяют заданной точности, то расчет закончен, иначе — решение уточняется на комплексной схеме сети.

Систему уравнений (2) в связи с изложенным можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} W_1(X_1, X_r, Z_\Sigma) &= 0; \\ W_2(X_2, X_r) &= 0; \\ W_0(X_0, X_r) &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

при $|W_r(X_1, X_2, X_0, X_r)| \leq \varepsilon,$

где ε — малая положительная величина (1 МВт, 1 Мвар).

Для решения системы уравнений (6) используются методы ньютоновского типа [4]. В результате расчета определяются комплексные напряжения, перетоки мощности по связям и токи прямой, обратной и нулевой последовательностей, а также их фазные значения и коэффициенты несимметрии в узлах K_{2U} и связях K_{2i} .

Расчетная схема реальной ЭЭС и основные цели при анализе и управлении ее несимметричными режимами. Практика расчетов несимметричных режимов для случая однократной несимметрии элементов ЭЭС показала высокую эффективность алгоритмов, реализованных в ПВК СДО-6. Это позволило провести обширную серию расчетов с целью изучения свойств данных режимов. При этом внимание уделялось исследованию влияния на значения коэффициентов несимметрии по напряжениям K_{2U} в узлах схемы сети и на распределение в ней узлов с недопустимыми значениями $K_{2U} \geq 4\%$ следующих факторов:

места возникновения (узла либо ветви) про-

Таблица 1

Нагрузка ЭЭС, МВт	Нормальный режим I , кА	Неполнофазный режим, кА			Максимальный коэффициент K_{2U} , %	Число узлов	
		I_A	I_B	I_C		$K_{2U} \geq 2\%$	$K_{2U} \geq 4\%$
1215	406	0	0.43	0.43	11.6	69	21
1215	125	0	0.21	0.21	4.1	5	—
1756	269	0	0.3	0.3	7.1	13	4

В первой строке табл. 1 приведены параметры летнего режима с отключенной линией 2103—2105, во второй — с включенной данной ветвью и в третьей — параметры зимнего режима.

Результаты расчетов показали, что чем меньше нагрузка неполнофазной линии в исходном симметричном режиме, тем меньше значения коэффициентов несимметрии в узлах ЭЭС и тем меньше узлов с $K_{2U} > 2\%$ и $K_{2U} > 4\%$. Так, для летнего режима, когда ветвь 2103—2105 включена, значение тока в ветви 2110—2112 уменьшается с 0,406 до 0,125 кА и при неполнофазном режиме максимальное значение K_{2U} снижается с 11,6 до 4,1%, а число узлов, для которых $K_{2U} > 2\%$, уменьшается с 69 до 5 соответственно. Свойство локализуемости несимметричного режима, когда число узлов с недопустимыми K_{2U} ограничено в зависимости от загрузки неполнофазной ЛЭП (ветвь 2110—2112), отражено на рис. 1, где показаны две области с недопустимыми значениями K_{2U} . Внутренняя область (показанная тонкой линией) соответствует меньшей нагрузке этой ветви. Отсюда следует, что длительный неполнофазный режим ЭЭС допустим. Однако для каждого конкретного случая требуется дополнительная проверка и проведение обосновывающих расчетов.

Проводились расчеты по выявлению ЛЭП, неполнофазный режим работы которых не приводил бы к недопустимым коэффициентам в ЭЭС. При этом рассматривались линии 220 кВ, имеющие пофазный привод. Результаты показали, что число таких линий весьма ограничено. Так, для режима максимальных нагрузок таких линий нет, а при минимальных — это: 2105—2106, 2106—2107, 2110—2111, 2111—2104, 2104—2109, 2107—2108, 2108—2109. Для этих линий в нормальном режиме их нагрузка невелика.

Как отмечалось ранее, K_{2U} в узлах сети существенно зависят от загрузки ветви, в которой происходит отключение фазы, поэтому в ряде случаев симметрирование неполнофазного режима возможно провести за счет разгрузки данной ветви путем перераспределения активных и реактивных мощностей в ЭЭС. Для этого решается задача управления неполнофазным режимом [7], в которой в качестве целевой функции принимается критерий минимизации значения тока в ветви с отключенной фазой, а в качестве регулируемых пара-

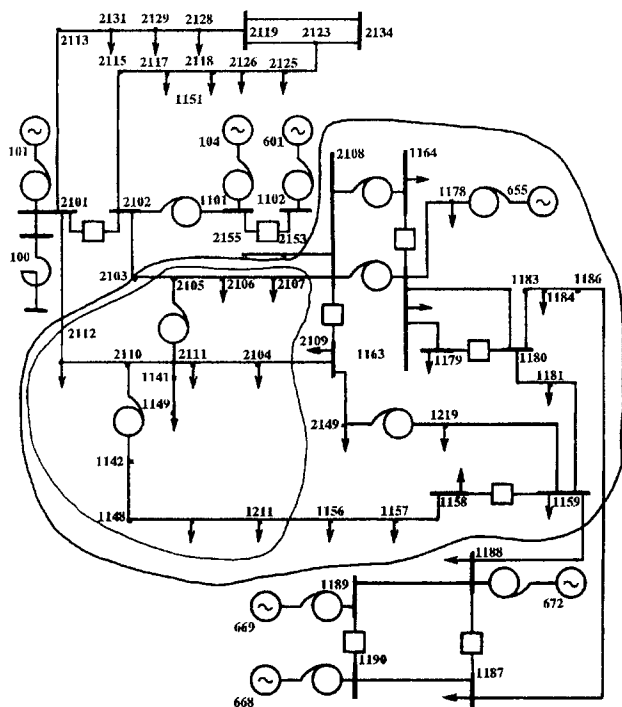


Рис. 1. Исследуемый фрагмент реальной схемы сети

должного или поперечного вида несимметрии в схеме сети;

изменения топологии сети и загруженности элементов ЭЭС;

перераспределения активной и реактивной мощностей в сети;

отключения отдельных фаз линий электропередачи и высоковольтных реакторов для оценки вывода их в ремонт;

замены фаз реакторов, находящихся в ремонте, на резервную фазу.

Расчеты проводились для схем реальных ЭЭС. Ниже приводятся результаты расчетов для одной из таких схем, которая содержит 112 узлов, 104 линии электропередачи, 27 трансформаторов и ряд ЛЭП 220 кВ, которые имеют однофазные выключатели. Ее фрагмент приведен на рис. 1. Для расчета несимметричных режимов использовались реальные данные, полученные для режимов летнего минимума и зимнего максимума нагрузок.

Результаты расчетов неполнофазных режимов для реальной схемы ЭЭС. Для анализа влияния продольной несимметричности на режим ЭЭС рассматривалось отключение одной фазы ЛЭП 220 кВ (ветвь 2110—2112), в летнем и зимнем режимах, при этом в одном из летних режимов ветвь 2103—2105 — в ремонте. Результаты расчетов, приведенные в табл. 1, указывают на существенную зависимость коэффициентов несимметрии K_{2U} от загрузки ветви, где происходит обрыв фазы.

метров — активные и реактивные мощности генерации и нагрузки. В результате ее решения для режима максимальных нагрузок удалось уменьшить значение тока в фазах неполнофазной ветви 2110—2112 с 0,3 до 0,11 кА и соответственно ввести режим в допустимую область по коэффициентам несимметрии.

Результаты расчетов неполнофазных режимов при поперечной несимметрии. Наиболее распространенным видом несимметрии является поперечная несимметрия, которая возникает при неравенстве фазных значений параметров нагрузки и реакторов. В [6] такой вид несимметрии интерпретируется как неполный обрыв одной либо двух фаз. В ПВК СДО-6 реализован случай неполного обрыва одной фазы, для моделирования которого также формируется комплексная схема сети на основе схем прямой, обратной, нулевой последовательностей и параллельной им ветви, значение сопротивления которой учитывает отличие параметров одной фазы от параметров двух других.

Далее приводятся результаты расчетов несимметричного режима для летнего минимума (вторая строка табл. 1) относительно несимметрии фазной проводимости реакторов в узле 100 (рис. 1), значения которых при симметричном режиме для каждой фазы равны 2270 мкСм.

Таблица 2

Проводимость Y_A , мкСм	Фазные и симметричные составляющие напряжений (кВ) и токов (кА) реактора в узле 100											
	U_A	U_B	U_C	U_1	U_2	U_0	I_A	I_B	I_C	I_1	I_2	I_0
0	61,0	55,5	55,6	57,3	3,6	0,1	0	0,392	0,392	0,261	0,113	0,148
1000	60,0	55,5	55,5	56,9	2,9	0,1	0,081	0,389	0,389	0,286	0,089	0,116
2000	57,0	55,5	55,5	56,0	1,1	0,1	0,270	0,383	0,383	0,345	0,032	0,032
2200	56,0	55,5	55,5	55,6	0,4	0,1	0,344	0,380	0,380	0,368	0,010	0,010
2270	55,0	55,0	55,0	55,0	0,1	0,1	0,376	0,379	0,379	0,378	0	0
2400	54,0	55,0	55,0	55,0	0,6	0,1	0,445	0,376	0,376	0,399	0,020	0,020
2700	51,0	55,3	55,4	53,9	2,9	0,3	0,690	0,370	0,370	0,477	0,094	0,123

Несимметрия параметров реактора задавалась изменением значения проводимости в фазе А в диапазоне 0÷2700 мкСм. Результаты расчетов приведены в табл. 2 и на рис. 2 и 3.

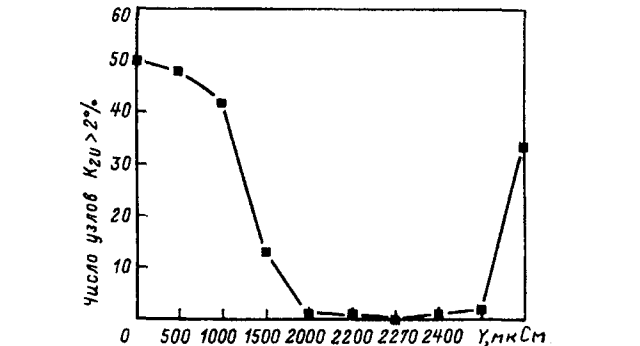


Рис. 2. Распространение несимметрии по напряжениям в узлах сети при изменении проводимости реактора в фазе А (число узлов с $K_{2U} > 2\%$)

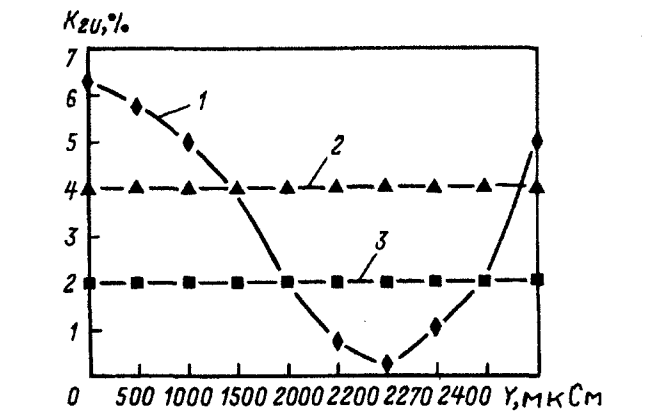


Рис. 3. Изменение максимального значения K_{2U} в узле 100 при изменении проводимости реактора в фазе А: 1 — max K_{2U} ; 2 — $K_{2U} = 4\%$; 3 — $K_{2U} = 2\%$

Результаты расчетов показали, что неполнофазное состояние реактора в данной сети приводит к недопустимым значениям коэффициента несимметрии в узлах во всем фрагменте сети на рис. 1 и его наибольшее значение достигается в узле 100, где установлен реактор: $K_{2U} = 6,3\%$. Как видно на рис. 2, отключение одной фазы реактора недопустимо, но есть возможность замены отдельной фазы реактора, выводимой в ремонт, на резервную фазу. На рис. 3 указаны допустимые диапазоны изменения проводимости фазы реактора, при которых несимметрия в узлах ЭЭС не превышает нормативных значений.

При этом, если значение проводимости фазы находится в интервале 2000÷2500 мкСм, что K_{2U} в узлах сети не превышает нормально допустимых значений, а если в интервалах 1500÷2000 и 2500÷2580 мкСм — предельно допустимых значений.

Влияние различия параметров однофазных трансформаторов, а также разного положения анцапф РПН в фазах на уровень несимметричности в ЭЭС может быть также исследовано с помощью методики неполного обрыва фаз. Соответствующее алгоритмическое и программное обеспечение находится в стадии разработки.

Анализ различных несимметричных режимов проводился для некоторых реальных схем Сибири, Забайкалья и Якутии с помощью программного комплекса СДО-6. Полученные результаты расчетов использовались при планировании режимов для данных ЭЭС.

Таким образом, разработанное программное обеспечение для анализа установившихся несимметричных режимов и управления ими может использоваться для планирования допустимых режимов с учетом несимметричности параметров отдельных элементов сети ЭЭС, например, при ремонте отдельных фаз высоковольтных ЛЭП и реакторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернин А.Б., Лосев С.Б. Вычисление электрических величин и несимметричных режимов электрических систем. — Энергоатомиздат, 1983.
2. Крумм Л.А. Методы приведенного градиента при управлении электроэнергетическими системами. — Новосибирск: Наука, 1977.
3. Гамм А.З., Крумм Л.А., Шер И.А. Два алгоритма расчета стационарного режима сложных электрических систем с разбивкой на подсистемы. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1968, № 3.
4. Крумм Л.А., Насвицевич Б.Г. и др. Анализ и управление установившимися состояниями электроэнергетических систем. — Новосибирск: Наука, 1987.
5. Войтов О.Н., Мантров В.А. и др. Методы управления физико-техническими системами энергетики в новых условиях. — Новосибирск: Наука, 1995.
6. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы. — М.: Энергия, 1970.
7. Voitov O.N., Mantrov V.A., Semenova L.V. Improvement of the Analysis and Control Efficiency of Power System Asymmetrical Conditions by Equivalent Transformation. — POWERCON'98, International Conference on Power System Technology Proceedings, August 19–21, 1998, vol. I, — Beijing, China.

[15.10.98]

Авторы: Войтов Олег Николаевич окончил Московский энергетический институт (МЭИ) в 1971 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Методы и алгоритмы анализа и синтеза установившихся режимов ЭЭС и их реализация». Ведущий научный сотрудник Института систем энергетики им. Л.А. Мелентьева (ИСЭМ) СО РАН.

Мантров Валентин Александрович окончил МЭИ в 1971 г. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Адаптивное эквивалентирование в задачах анализа и управления установившимися режимами электроэнергетических систем». Старший научный сотрудник ИСЭМ СО РАН.

Семенова Людмила Васильевна окончила Иркутский политехнический институт в 1974 г. Научный сотрудник ИСЭМ СО РАН.

Краткосрочное прогнозирование электрических нагрузок с использованием искусственных нейронных сетей

ШУМИЛОВА Г.П., ГОТМАН Н.Э., СТАРЦЕВА Т.Б.

Представлена адаптивная модель прогнозирования электрической нагрузки на основе искусственных нейронных сетей. Модель позволяет получить прогноз нагрузки с временем упреждения от нескольких минут до одного часа. Рассмотрены вопросы учета ретроспективы данных о нагрузке для рабочих и выходных дней и случайных факторов, влияющих на нагрузку. Приведены результаты исследований по нормированию входных данных.

Ключевые слова: прогнозирование нагрузки, искусственные нейронные сети, адаптивная модель

Краткосрочное прогнозирование нагрузки (в дальнейшем просто прогнозирование нагрузки) относится к такому классу задач, где зависимость между входными и выходными переменными сложна и нахождение закономерностей в больших объемах данных требует нетривиальных алгоритмов и занимает много времени. Первые публикации по методам прогнозирования электрической нагрузки электроэнергетических систем (ЭЭС) появились на рубеже 1910–1920 гг. [1]. Казалось бы за 80 с лишним лет эта проблема должна быть решена. Тем не менее поток публикаций не убывает, а увеличивается. Основной причиной этого

An adaptive model for forecasting an electrical load on the basis artificial neuron networks is presented. The model makes it possible to obtain a load prognosis with the forestalling time from a few minutes to one hour. Questions of accounting retrospective load data for working days, days of rest and random factors, influencing on a load are considered. The results of investigations concerning rate setting input data are given.

Key words: load forecasting, artificial neuron networks, adaptive model

являются все более высокие требования к показателям качества прогнозных расчетов (точности, достоверности, информативности, автоматизируемости, быстродействию и т.п.) и непрерывное развитие самих ЭЭС.

До настоящего времени разработано большое число методов и моделей прогнозирования нагрузки энергосистем. Их обзор приведен в [1 и 2]. Традиционные статистические модели могут быть условно разделены на регрессионные модели и модели на основе временных рядов. Подробное обсуждение этих моделей приведено в [2].

С развитием теории искусственного интеллекта

в последнее десятилетие было предложено решение задачи прогнозирования нагрузки с использованием моделей на основе экспертных систем и в частности искусственных нейронных сетей (ИНС) [2, 4, 5—7]. Предпочтение их традиционным моделям обусловлено тем, что при этом не требуется построения модели объекта, не теряется работоспособность при неполной входной информации. Они обладают устойчивостью к помехам, имеют высокое быстродействие.

В большинстве публикаций по прогнозированию нагрузки используется конфигурация ИНС прямого распространения (персептроны) с обучением по методу обратного распространения ошибки [4].

Здесь необходимо заметить, что при выборе структуры ИНС важно учитывать ее размерность, т.е. число скрытых слоев и число нейронов в этих слоях. При недостаточном размере сети для решения поставленной задачи ИНС будет плохо обучаться и неправильно работать, а при размере сети, превышающем сложность решаемой задачи, процесс обучения ИНС будет очень длительным или сеть вообще может быть непригодна для решения данной задачи. Этот вопрос в каждом конкретном случае решается экспериментальным путем.

В статье обсуждается вопрос прогнозирования нагрузки с упреждением от 10—15 мин до 1 ч. Такой прогноз нужен при введении двухставочных тарифов при взаиморасчетах между субъектами федерального оптового рынка электроэнергии и мощности (ФОРЭМ), когда даже при однократном превышении региональными АО-энерго заявленной по договорам с субъектами рынка и в частности с РАО «ЭЭС России» мощности, на них накладываются штрафные санкции. Знание краткосрочного прогноза позволяет диспетчерскому персоналу в силу инерционности оборудования осуществить оперативные измерения параметров режима. Для региональных энергосистем, не имеющих в своем составе достаточно маневренных генерирующих агрегатов (гидро- или газотурбинных), к которым относится и Коми энергосистема, прогнозирование нагрузки должно осуществляться с указанным упреждением.

Конфигурация нейронной сети для прогнозирования нагрузки и алгоритм обучения. Конфигурация ИНС для прогнозирования нагрузки по энергоузлам Коми ЭЭС, полученная в результате проведенных исследований, приведена на рис. 1, на котором ИНС представляет собой трехслойный персептрон, во входном слое которого находится 24 нейрона, в скрытом — 5, в выходном — 1. Кроме того, на входы нейронов скрытого и выходного слоев подано смещение (параметр правдоподобия). Входными переменными являются значения нагрузки P_1, \dots, P_{24} , полученные на основе решения задачи оценивания состояния системы по данным телеметрических измерений. Первона-

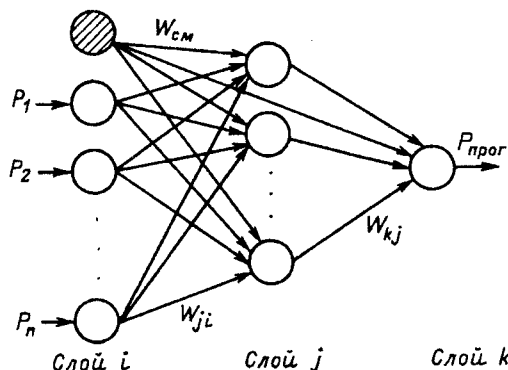


Рис. 1. Структура искусственной нейронной сети, используемой для краткосрочного прогнозирования нагрузки

чальное обучение ИНС (нахождение значений весовых коэффициентов) проводится в течение суток. Алгоритм обучения по методу обратного распространения ошибки в соответствии с теорией нейронных сетей представлен на рис. 2. После пуска и установки начальных условий в блоках 1—3 (начальных значений весовых коэффициентов, числа обучающих образцов NP , параметров ИНС η и α , заданной малой величины ϵ) считаются значения нагрузки P_1, \dots, P_{24} и нормализуются (т.е. преобразуются в относительные величины O_i , находящиеся в пределах $0 \leq O_i \leq 1$, где $1 \leq i \leq 24$).

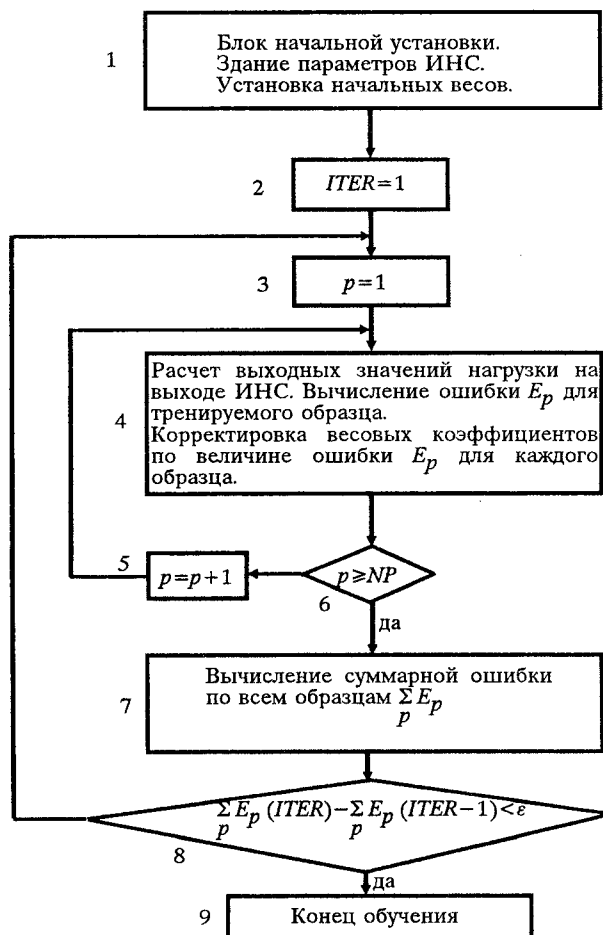


Рис. 2. Алгоритм обучения нейронной сети

В блоке 4 рассчитываются значения сигналов на входах и выходах нейронов скрытого слоя j и выходного слоя k по следующим формулам: входы нейронов j -го слоя

$$\text{net}_j = \sum_{i=1}^{24} W_{ji} O_i; \quad j=1, 2, \dots, 5;$$

выходы нейронов j -го слоя

$$O_j = 1/(1 + e^{-(\text{net}_j + \Theta_j)});$$

вход нейрона k -го слоя

$$\text{net}_k = \sum_{j=1}^5 W_{kj} O_j; \quad k=1;$$

выход нейрона k -го слоя ($P_{\text{прог}}$)

$$O_k = 1/(1 + e^{-(\text{net}_k + \Theta_k)}).$$

Здесь W_{ji} и W_{kj} — весовые коэффициенты соответственно между нейронами j -го и i -го слоя и k -го и j -го слоя; Θ_j — смещение.

Затем вычисляется ошибка $E_p = \frac{1}{2} (d_k - O_k)^2$ для каждого тренируемого образца (d_k — желаемое значение нагрузки на выходе; O_k — расчетное значение). Рассчитываются также градиентные спуски в пространстве весов W_{ji} и W_{kj} и на основании их значений производится корректировка весов по следующим формулам:

$$\Delta W_{kj}(p) = \eta \delta_k O_j + \alpha \Delta W_{kj}(p-1);$$

$$\delta_k = (d_k - O_k) O_k (1 - O_k);$$

$$W_{ji}^{\text{нов}} = W_{ji}^{\text{стар}} + \Delta W_{ji}(p);$$

$$W_{kj}^{\text{нов}} = W_{kj}^{\text{стар}} + \Delta W_{kj}(p).$$

Здесь p — номер образца; η — коэффициент скорости обучения; α — момент, определяющий ускорение обучения (в данном алгоритме $\eta=0,3$; $\alpha=0,7$; $\varepsilon=10^{-6}$).

Блок 6 определяет, все ли образцы использованы:

если все, то вычисляется суммарная ошибка по всем образцам в блоке 7 и проверяется условие в блоке 8. В случае выполнения условия процесс обучения заканчивается, в противном случае процесс повторяется.

Определение входных переменных нейронной сети. Для решения задачи прогнозирования нагрузки воспользуемся моделью, описывающей изменения во времени фактических значений нагрузки, которая в общем виде представляется нелинейной функцией [1]:

$$P_t = f(P_{t-n}, T_{t-n}, \varepsilon_t), \quad (1)$$

где P_t — фактическая нагрузка системы в момент времени t ; t — текущее время; P_{t-n} — предшествующие наблюдения нагрузки; T_{t-n} — предшествующие наблюдения внешних факторов (в частности температуры), влияющих на нагрузку; n — индекс ретроспективы данных; ε_t — случайная составляющая, представляющая ненаблюдаемые эффекты, влияющие на нагрузку.

Исходя из (1), необходимо определить, какую брать ретроспективу нагрузки и какие внешние факторы учитывать, чтобы определить входные переменные ИНС.

Ретроспективные данные о нагрузке. Рассматривались три варианта, в которых использовались:

1) только значения нагрузки текущего дня (значения нагрузки в течение часа, предшествующего текущему моменту времени);

2) значения нагрузки текущего дня (как в п. 1) и предыдущего (значения нагрузки в течение часа, предшествующего времени прогноза);

3) значения нагрузки текущего дня (как в п. 1) и двух предыдущих дней (значения нагрузки в течение часа, предшествующего времени прогноза).

В качестве входных переменных P_1, \dots, P_n (n в зависимости от варианта равно 12, 24 или 36) использовались усредненные за 5 мин значения нагрузки. Пятиминутное усреднение данных явилось наиболее оптимальным вариантом из исследованных одно- и десятиминутного усреднения по числу входных переменных и быстродействию.

В табл. 1 приведены результаты влияния ретроспективы данных на точность прогноза в течение часа для различного времени суток. Выбраны самый худший вариант прогноза (с 18 до 19 ч), самый лучший (с 15 до 16 ч) и средний (с 8 до 9 ч). Для примера использован график нагрузки за 14 ноября 1997 г. Из табл. 1 видно, что для всех случаев лучшим вариантом является второй, т.е. с учетом ретроспективы данных текущего дня и одного предыдущего. Этот вывод верен для рабочих дней.

Таблица 1

Время прогноза	Вариант	Погрешность прогноза (%) на			
		15 мин	30 мин	45 мин	1 ч
с 8 до 9 ч	1)	0,132	0,949	1,708	2,074
	2)	0,216	0,878	1,245	1,689
	3)	0,226	0,873	1,720	2,169
с 18 д 19 ч	1)	1,889	1,245	2,148	2,337
	2)	1,875	1,223	2,124	2,218
	3)	1,276	0,896	1,796	2,907
с 15 д 16 ч	1)	0,168	0,039	0,155	0,476
	2)	0,250	0,006	0,081	0,210
	3)	0,155	0,326	1,246	1,049

При прогнозировании нагрузки в выходные и праздничные дни имеются некоторые особенности использования ретроспективных данных. Для выходных дней обучение ИНС проводится на данных двух последних выходных, а расчет прогноза на-

грузки проводится на данных текущего и последнего предыдущего выходного дня. Для примера, если необходимо получить прогноз для субботы, то используются данные о нагрузке этой субботы и последнего воскресенья. Для праздничных дней обучение ИНС проводится на данных о нагрузке последних двух выходных, а прогноз делается по данным этого праздничного дня и последнего выходного.

Для выходных дней погрешность прогноза меньше при учете данных только текущего дня в случае, если нагрузка изменяется плавно, а при резких изменениях большую точность дает учет предыдущего дня. Результаты исследования для выходных дней (в качестве примера для 16.11.97 г.) приведены в табл. 2.

Таблица 2

Время прогноза	Вариант	Погрешность прогноза (%) на			
		15 мин	30 мин	45 мин	1 ч
с 18 до 19 ч	1)	0,256	0,122	0,028	0,153
	2)	0,681	0,296	0,021	0,237
с 15 до 16 ч	1)	0,484	0,903	1,315	3,889
	2)	0,886	0,599	0,888	2,926

Внешние факторы. К внешним факторам, влияющим на нагрузку, относятся, главным образом, метеофакторы: температура, облачность, относительная влажность воздуха. В наших условиях достаточно учитывать только температуру, причем ее влияние существенно только при долгосрочных прогнозах нагрузки (на сутки вперед и более).

Учет случайной составляющей. Для учета ε_t в модель краткосрочного прогноза нагрузки введен контур адаптации (рис. 3), назначение которого заключается в проведении коррекции весовых коэффициентов W_{ji} и W_{kj} по ошибке прогноза нагрузки постоянного до текущего момента времени.

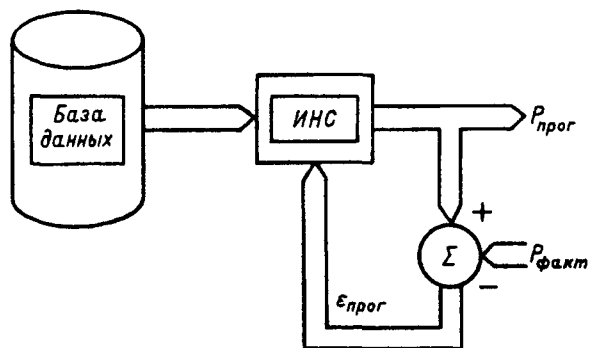


Рис. 3. Адаптивная модель краткосрочного прогнозирования нагрузки на основе искусственной нейронной сети

Введение адаптивной обратной связи позволило снизить среднеквадратичную погрешность прогноза примерно на 1,5% (с 2,7 до 1,2%). Правда, в случаях резких изменений графиков нагрузки введение этого контура не позволяет довести погрешность до желаемой. Также постоянная коррек-

ция весовых коэффициентов делает прогноз независимым от сезона года.

Нормирование данных. Важным фактором, кроме перечисленных ранее, влияющим на точность прогнозирования нагрузки, является нормирование входных данных. Неправильный подход к нормированию данных может перечеркнуть все другие меры, принимаемые для увеличения точности прогноза.

Нормирование данных необходимо для того, чтобы каждое значение, подаваемое на вход ИНС, находилось в интервале $[0, 1]$. Расчеты показали, что погрешность прогноза существенно зависит от способа нормирования входных данных. Этому вопросу уделяется внимание во многих работах, например [3, 8], посвященных как прогнозированию нагрузки, так и использованию ИНС в других задачах, где данные по модулю превышают единицу.

Простейшее решение данного вопроса — это нормирование данных по формуле $P_i^H = P_i / P_{\max}$, где P_i — значение нагрузки, подаваемой на i -й входной нейрон; P_{\max} — максимальное значение нагрузки в рассматриваемой выборке; P_i^H — нормированное значение. Но в этом случае для нашей задачи все данные после нормирования находятся, как правило, в интервале $[0,85; 1]$.

Для того чтобы сдвинуть нормированные данные от единицы, можно применить формулу

$$P_i^H = P_i / (P_{\max} + K),$$

где K может быть постоянным или переменным значением для каждой выборки.

Например, при определении ретроспективы данных о нагрузке и учете внешних факторов, влияющих на нагрузку, расчеты проводились при $K=400$ (при этом использовались данные по всей Коми энергосистеме, которые меняются от 850 до 1200 МВт).

Следующая формула нормирования позволяет растянуть данные, подаваемые на вход ИНС, от 0 до 1:

$$P_i^H = \frac{P_i - P_{\min}}{P_{\max} - P_{\min}}, \quad (2)$$

где P_{\min} — минимальное значение нагрузки в каждой выборке.

В [8] рассматривается краткосрочное прогнозирование нагрузки при горизонте планирования $t_{\text{прог}} = 7,5$ мин с использованием формулы нормирования:

$$P_i^H = \frac{P_i - (1 - H)P_0}{2HP_0}, \quad (3)$$

где $H=0,35$; P_0 — нагрузка в начале периода времени, соответствующего рассматриваемой выборке.

Формула (3) получена из (2) при

$$P_{\min} = (1 - H) P_0, \quad P_{\max} = (1 + H) P_0.$$

Другая, довольно часто встречающаяся, формула нормирования [3]:

$$P_i^{\text{н}} = \frac{P_i - M(P_i)}{\sigma(P_i)},$$

где $M(P_i)$ — выборочная оценка математического ожидания P_i (среднее значение для i -й компоненты); $\sigma(P_i)$ — оценка среднего квадратичного отклонения.

В этой формуле нет ничего сложного, но она требует больших затрат, связанных со сбором и обработкой данных для определения среднего значения нагрузки в определенные моменты времени.

Для определения оптимального нормирования данных для краткосрочного прогнозирования нагрузки были проведены расчеты с использованием пяти формул нормирования:

первая

$$P_i^{\text{н}} = \frac{P_i}{P_{\max} + 400};$$

вторая

$$P_i^{\text{н}} = \frac{P_i}{P_{\max} + 25};$$

третья

$$P_i^{\text{н}} = \frac{P_i}{P_{\max} + 0,45P_{\min}};$$

четвертая — используется формула (3);

пятая — используется формула (2).

Причем минимальное значение P_{\min} и максимальное значение P_{\max} определяются для каждой выборки данных, состоящей, как указано ранее, из 12 значений нагрузки текущего дня и 12 значений нагрузки предыдущего дня. Для трех-пяти способов нормирования данные перед расчетом сглаживались. Кроме того, для пятого способа особым образом учитывались рост и снижение нагрузки в предыдущий день.

В качестве примера проводились расчеты для 12 ноября 1997 г. с учетом нагрузки 11 ноября для наиболее характерных периодов времени, когда происходит рост нагрузки (с 6 до 8 ч), ее снижение (с 18 до 22 ч) и когда нагрузка мало меняется (с 11 до 13 ч и с 15 до 17 ч). Среднеквадратичные ошибки расчета прогноза на 1 и 2 ч вперед приведены в табл. 3.

Из проведенных расчетов невозможно однозначно отдать предпочтение какой-либо одной формуле нормирования данных.

Если рассматривать максимальный период прогноза (2 ч), то для первого промежутка времени (с 6 до 8 ч) и третьего (с 15 до 17 ч) лучшими оказались первая и вторая формулы нор-

мирования. При прогнозе с 11 до 13 ч и с 18 до 20 ч неплохие результаты расчета по всем пяти формулам, но среди них пятый способ можно выделить как лучший.

Таблица 3

Время прогноза	Среднеквадратичная ошибка при нормировании (%), вычисляемая по формулам				
	первой	второй	третьей	четвертой	пятой
с 6 до 7 ч	2,631	0,630	3,640	2,225	2,757
с 6 до 8 ч	2,254	0,746	5,550	3,740	3,424
с 11 до 12 ч	0,854	1,030	0,623	0,490	0,450
с 11 до 13 ч	0,857	1,192	0,813	0,698	0,637
с 15 до 16 ч	0,858	0,859	2,321	3,551	0,576
с 15 до 17 ч	0,684	1,001	3,350	7,003	1,077
с 18 до 19 ч	0,879	0,633	0,785	0,737	0,596
с 18 до 20 ч	1,302	0,907	1,244	1,048	0,924

Таким образом, для получения минимальных погрешностей при прогнозе нагрузки необходимо применять не один способ нормирования данных, а несколько с учетом времени суток, дня недели и сезона года.

Большая погрешность при утреннем росте нагрузки с 6 ч связана с локальными пиками и провалами на графике нагрузки в этот период времени. Их можно объяснить как сбоям устройств телемеханики, так и фактическими ростом и падением нагрузки. Для того чтобы уменьшить влияние скачков нагрузки, нужно применить сглаживающие фильтры. При нормировании по третьей—пятой формулами использовалось сглаживание:

$$P_i = (P_{i-1} + P_i + P_{i+1})/3.$$

Для нагрузок за 11 и 12 ноября это сглаживание оказалось приемлемым для всего расчетного времени, кроме утренних часов, поэтому для этого промежутка времени необходимо применить более сильный фильтр.

При использовании трех первых способов нормирования погрешность была приемлемой для прогноза нагрузки вперед от 5 мин до 1 ч. Две другие формулы нормирования позволяют получать прогноз нагрузки на более длительные периоды времени, но при условии, что изменение нагрузки стабильно, т.е. либо она только растет, либо только убывает, либо мало меняется в этот период времени и предшествующий час.

На рис. 4 даны для сравнения графики фактической и спрогнозированной нагрузки при использовании четвертого и пятого способов нормирования входных данных для прогноза на 4 ч вперед (с 18 до 22 ч). График 2 имеет много локальных пиков и провалов из-за большей чувствительности к данным, график 3 более сглаженный и особенно первые полтора часа прогноза близок к сглаживающей кривой графика фактической нагрузки. Поэтому пятому способу нормирования

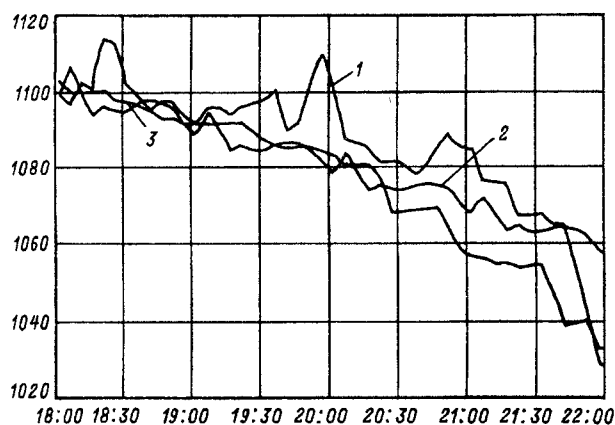


Рис. 4. Графики фактической нагрузки (1) и прогноза с 18 до 22 ч с использованием третьего (2) и четвертого (3) способов нормирования данных

можно отдать предпочтение для возможного длительного прогноза при падении нагрузки.

Один из примеров использования при прогнозе в течение суток нескольких способов нормирования приведен ниже.

Рассматривая график нагрузки за предыдущие сутки, можно выделить периоды: роста нагрузки; падения нагрузки; относительно небольшого изменения нагрузки.

При прогнозе для каждого временного периода предлагается использовать следующие способы нормирования данных: при росте нагрузки — первый способ, при падении — пятый способ, при небольшом изменении, когда график вогнутый, — второй способ, если же график выпуклый — третий.

Для рассматриваемого примера предыдущий день — это 11 ноября. Для него к первому периоду можно отнести интервалы с 6 до 10 ч и с 14 до 17 ч; ко второму периоду — с 11 до 13 ч и с 18 до 24 ч; к третьему — с 0 до 6 ч, с 10 до 11 ч и с 17 до 18 ч. Сравнение фактической нагрузки и прогноза за 12 ноября по предложенной методике дано на рис. 5, а. Каждый временной период поделен на получасовые отрезки, для которых проводился расчет прогноза нагрузки. При этом максимальная относительная погрешность составила 5,1% при прогнозе с 6 ч до 6.30, а среднеквадратичная ошибка для всех расчетов за сутки равна 1,25%.

По такой же методике сделаны расчеты для воскресенья 16 ноября и праздничного дня 7 ноября (рис. 5, б и в). Временные периоды выделены для воскресенья на основе графика нагрузки за субботу 15 ноября, для 7 ноября — используя предыдущий выходной 2 ноября. В первом случае максимальная относительная погрешность составила 3,87% для расчета прогноза с 23.30 до 24.00, при этом среднеквадратичная ошибка за сутки — 1,02%. Для праздничного дня максимальная относительная погрешность составила 3,44% при прогнозе с 01.00

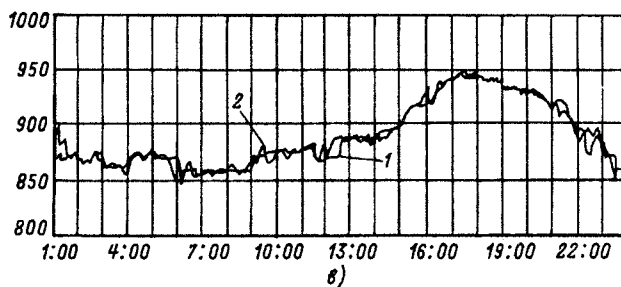
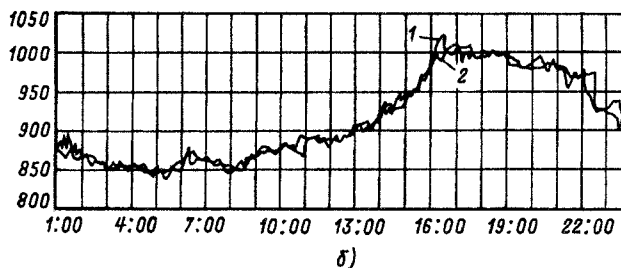
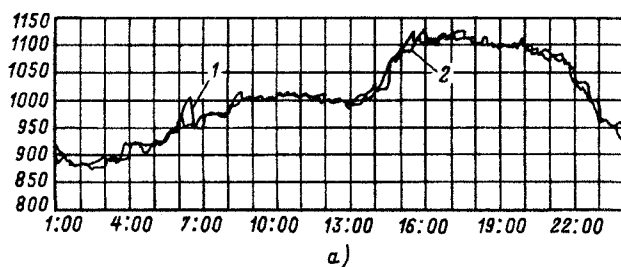


Рис. 5. Графики фактической нагрузки и прогноза: а — среда 12 ноября; б — воскресенье 16 ноября; в — праздник 7 ноября: 1 — прогноз; 2 — фактическая нагрузка

до 01.30, а среднеквадратичная ошибка за сутки — 0,702%.

Восстановление входных данных. В процессе работы модели прогнозирования нагрузки могут встретиться случаи, когда на вход ИНС поступают плохие данные (неправильно замеренные или вообще отсутствующие) по причине сбоя системы телеметрии, что приводит к большим погрешностям прогноза. Поэтому был разработан способ восстановления входных данных с использованием отдельной ИНС. Были исследованы два подхода: статический и динамический. Предпочтение было отдано динамическому, когда нагрузка вос-

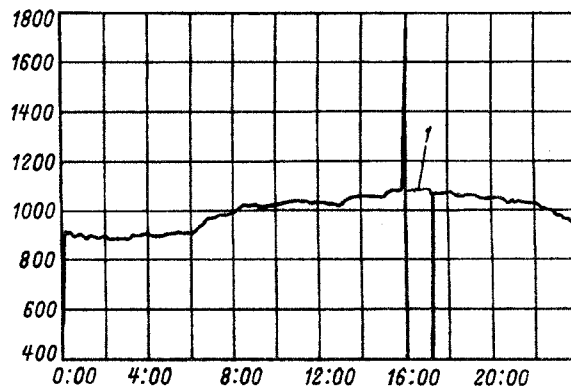


Рис. 6. График нагрузки: 1 — восстановленная часть графика нагрузки

становливается последовательно, используя предшествующие по времени восстановленные значения. В этом случае рассчитывается меньшее число весовых коэффициентов, а следовательно, имеем большее быстродействие (при одинаковой погрешности восстановления). Искусственная нейронная сеть для восстановления данных подобна сети, изображенной на рис. 1. На рис. 6 показан пример восстановления данных.

Выводы. 1. Сложный характер случайных процессов электропотребления и высокие требования к характеристикам его прогнозирования в современных ЭЭС определили переход во многих странах от традиционных статистических моделей прогноза к использованию аппарата искусственных нейронных сетей.

2. Прогнозирование нагрузки Коми энергосистемы с упреждением от нескольких минут до одного часа показало, что не существует стандартной конфигурации ИНС для прогноза нагрузки. В каждом конкретном случае, в зависимости от особенностей электропотребления и заблаговременности прогноза, должна определяться наиболее эффективная модель ИНС.

3. Точность прогноза зависит от правильно выбранного объема входных данных модели прогноза, а именно ретроспективы данных о нагрузке. При прогнозировании нагрузки в пределах одного часа наилучшую точность прогноза дает вариант, в котором используются замеры электропотребления текущего дня и предыдущего.

4. Введение контура адаптации, т.е. коррекции весовых коэффициентов ИНС по ошибке прогноза нагрузки, позволило учесть нерегулярные колебания нагрузки и снизить погрешность прогноза примерно на 1,5%. Постоянная коррекция весовых коэффициентов до текущего момента времени позволяет получить прогноз независимым от сезонов года.

5. Одним из важных факторов, влияющих на точность прогнозирования нагрузки, является нормирование входных данных. Неправильный подход к нормированию может перечеркнуть все другие меры, принимаемые для увеличения точности прогноза. Для получения минимальной погрешности необходимо комбинировать различные способы нормирования с учетом времени суток, дня недели и сезона года.

6. Восстановление входных данных с использованием отдельной нейронной сети позволяет

модели прогнозирования нагрузки работать с допустимой точностью прогноза при плохих входных данных или их отсутствии по причине сбоя системы телеметрии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бэни Д.В., Фармер Е.Д. Сравнительные модели прогнозирования электрической нагрузки. / Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Gross G. and Galiana F.D. Short-term load forecasting. — Proc. IEEE, 1987, vol. 75, No 12.
3. Горбань А.Н., Россиев Д.А. Нейронные сети на персональном компьютере. — Новосибирск: Наука, 1996.
4. Lee K.Y., Park J.H. Short-term load forecasting using an artificial neural network. — IEEE Trans. PAS, 1992, vol. 7, No 1.
5. Chen S.T., David C.Y., Moghaddamjo A.R. Weather Sensitive Short-term load forecasting using non fully connected artificial neural network. — IEEE Trans. PAS, 1992, vol. 7, No 3.
6. Peng T.M., Hubele N.F., Karady G.G. An adaptive neural network approach to one-week ahead load forecasting. — IEEE Trans. PAS, 1993, vol. 8, No 3.
7. Dash P.K., Ramakrishna G., Liew A.C., Rahman S. Fuzzy neural networks for time-series forecasting of electric load. — IEEE Proc. Gener. Transm. Distrib, 1995, vol. 142, No 5.
8. Воропай Н.И., Новицкий Н.Н., Семенова Е.В. и др. Методы управления физико-техническими системами энергетики в новых условиях. — Новосибирск: Наука, 1995.

[11.08.98]

Авторы: Шумилова Галина Петровна окончила электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1971 г. В 1989 г. защитила кандидатскую диссертацию на тему «Программная защита мощных турбогенераторов от замыканий обмотки статора на землю» в Институте электродинамики (г. Киев). Научный сотрудник отдела энергетики Коми научного центра Уральского отделения (УрО) РАН.

Готман Наталья Эрвиновна окончила физико-математический факультет Сыктывкарского государственного университета в 1984 г. Программист I категории отдела энергетики Коми научного центра УрО РАН.

Старцева Татьяна Богдановна окончила физико-математический факультет Коми государственного педагогического института в 1974 г. Младший научный сотрудник отдела энергетики Коми научного центра УрО РАН.

Математическая модель автономной электростанции, допускающая коммутацию любого генератора

ТОКАРЕВ Л.Н.

Математическая модель автономной электростанции должна включать уравнения преобразования координат напряжений и токов к осям одного из параллельно работающих генераторов, который называют базовым. Существующие методы математического описания электростанций не позволяли отключать базовый генератор от остальных параллельно работающих генераторов. Это не давало возможность полностью имитировать операции обслуживания электростанции с помощью компьютерных тренажеров. Предложен метод, позволивший исключать из математической модели электростанции любой генератор в любой последовательности.

Ключевые слова: синхронный генератор, параллельная работа, компьютерный тренажер, математическая модель

При математическом моделировании процессов в автономных электростанциях все переменные приводят к осям одного из параллельно работающих синхронных генераторов. Последний обычно называют базовым. Очевидно, что базовый генератор, к осям которого приводятся электрические величины остальных машин, не может быть выведен из состава модели электростанции. В противном случае вся система дифференциальных уравнений параллельно работающих генераторов «развалится», т.е. перестанет соответствовать задаче математического описания электростанции.

В принципе, вариант системы уравнений с базовым генератором пригоден для исследований и широко применяется. Для создания же компьютерных тренажеров для обучения операторов электростанций необходим метод преобразования координат, который позволял бы включать и отключать любой из генераторов в любой последовательности, в любом порядке. В таком случае не потребуется объяснять обучаемым возможность отключения какого-то из генераторов, выбранного за базовый.

Принципиально можно для сохранения связей машин при отключении базового генератора производить соответствующую перестройку уравнений преобразования координат. Однако это резко увеличивает сложность математического описания электростанции и, в частности, замедляет решение уравнений. Последнее существенно, так как компьютерный тренажер должен, естественно, работать в режиме реального времени.

В статье описывается опыт создания тренаже-

A mathematical model of an autonomous power station has to include equations of transformation of coordinates of voltages and currents to axes of one of the generator operating in parallel, which is usually called basic. Existing methods of a mathematical description of electrical power stations did not allow switching off the basic generator from others generators, operating in parallel. That did not give opportunity to simulate completely service operations of an electrical power station with the help of computer training devices. A method is proposed which has made it possible to exclude from the electrical power station mathematical model any generator in any succession.

Key words: autonomous electrical power station, synchronous generator, parallel operation, computer training device, mathematical model

ра, в котором решена задача включения и отключения любого генератора в любой последовательности. При этом математическое описание всех машин и автоматических регуляторов электростанции остается без изменения однажды записанных уравнений преобразования координат. Решение системы уравнений происходит, практически, в реальном времени при использовании обычных ПЭВМ современного уровня. Метод реализован, в частности, для создания компьютерного тренажера судовой электростанции, состоящей из трех дизель-генераторов. Схема электростанции приведена на рис. 1.

В составе электростанции предусмотрены современные комбинированные автоматические регуляторы напряжения синхронных генераторов,

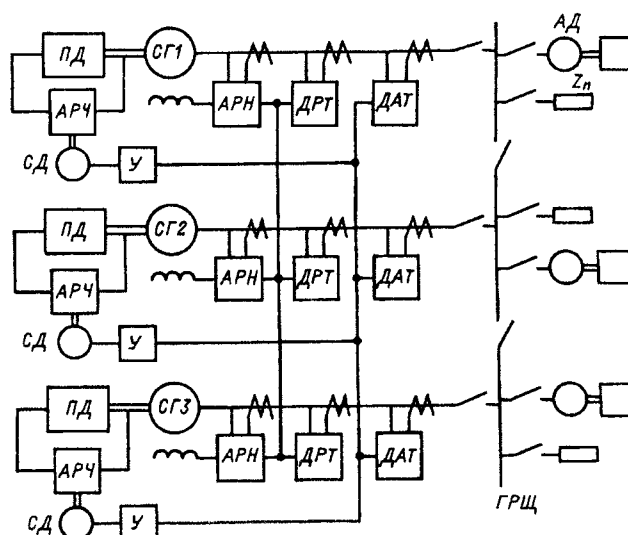


Рис. 1

автоматические регуляторы частоты вращения первичных двигателей (дизелей), системы автоматического распределения активной и реактивной нагрузки. Кроме того, в состав модели включены устройства автоматической подгонки частот перед синхронизацией и синхронизаторы, не показанные на схеме. Реализована и система защиты от коротких замыканий по принципу временной селективности, а также система автоматического пуска дизелей с соответствующими трактами подготовки пускового воздуха, топлива, масла, воды.

Нагрузки представлены в модели шестью асинхронными двигателями с механической нагрузкой и десятью статическими активно-индуктивными сопротивлениями. Число нагрузок модель не ограничивает.

В модели учтены все основные нелинейности, включая насыщение трансформаторов компаундирования регуляторов напряжения, ограничение хода рейки топливных насосов дизелей, аварийная отсчета топлива, насыщение генераторов и корректоров напряжения и др.

Естественно, что измерительные преобразователи систем распределения нагрузки включаются и отключаются в тренажере таким же образом, как в реальной электростанции, т.е. с помощью блокировок с состоянием коммутационных аппаратов силовых цепей.

В целом сложность математической модели достаточно высока. Однако рассматриваемый метод преобразования координат и его простая реализация значительно облегчили работу. Сущность метода иллюстрируется схемой замещения электростанции, представленной на рис. 2. Как видно из схемы, все коммутационные аппараты на ГРЩ замещены сопротивлениями (x_k). Значения сопротивлений меняются ступенчато от десяти тысячных долей относительной единицы до десяти тысяч в зависимости от того, включен

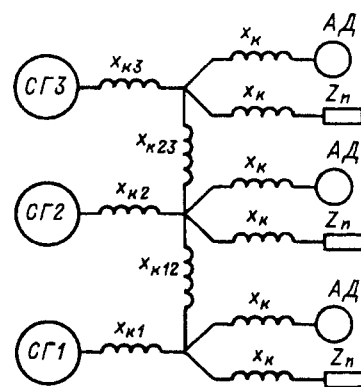


Рис. 2

коммутационный аппарат или отключен. При записи уравнений преобразования координат за основной (базовой) может быть принят любой из генераторов. Важнейшим фактором является то, что в любом режиме работы электростанции, при любом составе генераторов все машины всегда остаются включенными в систему. Разница в состоянии машин заключается лишь в том, через какое сопротивление, имитирующее выключатель, машина присоединена к сети: очень малое или очень большое.

В качестве иллюстрации возможности отключения любого из генераторов электростанции на рис. 3 представлена распечатка процессов, происходящих в перечисленных далее режимах работы. В качестве базового генератора, к осям которого преобразованы переменные генераторов, выбран в данном случае генератор СГ2 (рис. 1). В исходном состоянии все три машины работают раздельно. На первый генератор в момент времени, обозначенный 1, включается статическая нагрузка. Происходит провал напряжения и изменение частоты вращения. В момент, обозначенный 2, запускается одна из асинхронных нагрузок. Ток статора резко увеличивается за счет

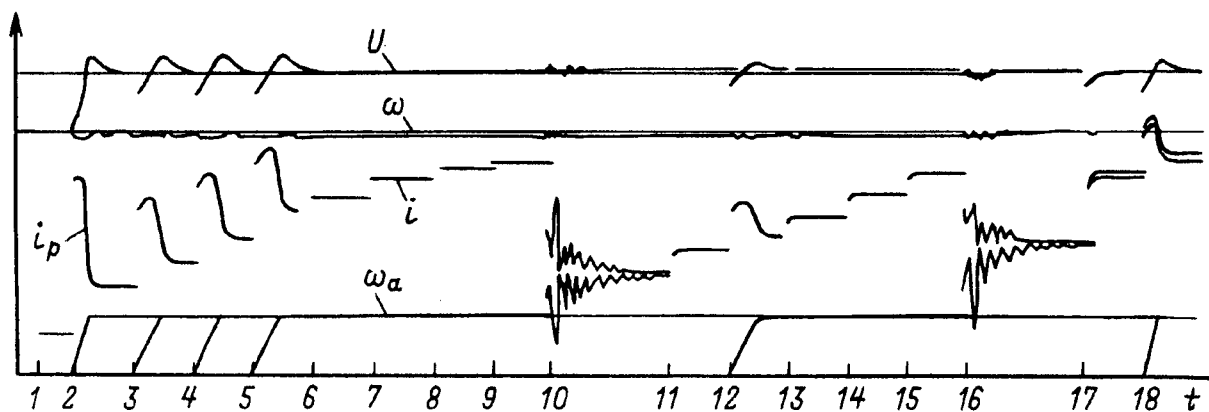


Рис. 3

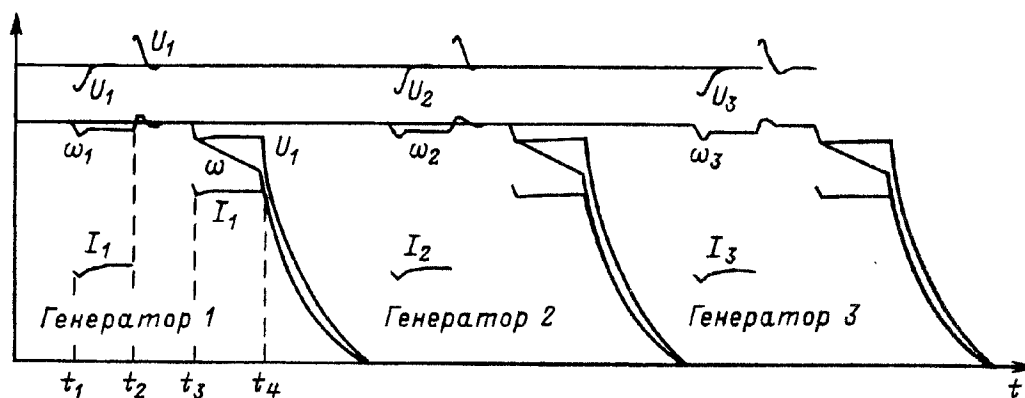


Рис. 4

пускового тока и снижается в конце пуска, когда частота вращения двигателя (ω_a) достигает значения, близкого к номиналу. В моменты времени 3, 4 и 5 происходит запуск еще трех двигателей, затем ступенями включаются статические нагрузки. Когда ток статора первого генератора достиг значения, близкого к номинальному, с шинами ГРЩ в момент времени, обозначенный 10, синхронизировался второй генератор электростанции. Ток статора первого генератора снизился в 2 раза. Затем нагрузка снова возросла и в определенный момент времени (16) к работающим двум машинам включился на параллельную работу третий генератор.

Таким образом, несмотря на то, что переменные в уравнениях приведены к осям второго генератора, режим работы электростанции был таким, как если бы за базовый был принят первый генератор.

Дополнительная иллюстрация работоспособности рассматриваемого метода представлена на рис. 4. Здесь процесс управления электростанцией происходит следующим образом. В исходном состоянии все три дизель-генератора работают автономно. Затем на первый из них в момент времени t_1 включается и в момент t_2 отключается номинальная нагрузка. В момент t_3 дается перегрузка, в результате которой началось необратимое падение частоты вращения. В момент t_4 сработала защита двигателя, произошла отсечка топлива, дизель заглох. Затем то же самое произошло со вторым и, наконец, с третьим агрега-

том. Все это время система уравнений связи генераторов продолжала быть включенной, но через большие сопротивления (x_k), имитирующие отключенные коммутационные аппараты. По всем цепям, в том числе по линиям связи параллельно работающих машин, проходили токи, создавались электромагнитные моменты, изменялись токи возбуждения, происходили биения и т.п. Однако значения токов и моментов были неощутимо малы. По крайней мере, на распечатках процессов их не видно.

Рассмотренный метод построения математической модели был использован при разработке тренажера в металле для иностранного заказчика. Поэтому были проведены всесторонние испытания в разработанных режимах, в том числе независимыми экспертами, включая опытных корабельных электромехаников с многолетним стажем эксплуатации корабельных электростанций.

Автор: Токарев Лев Николаевич окончил электроэнергетический факультет Ленинградского электротехнического института в 1956 г. В 1973 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Автоматическое регулирование режимов работы судовых электроэнергетических систем». Главный научный сотрудник ЦНИИ СЭТ, профессор С.Петербургского государственного электротехнического университета.

Электромагнитная модель шаровой молнии

ШАКИРЗЯНОВ Ф.Н.

Предлагается электромагнитная резонаторная модель шаровой молнии, в соответствии которой шаровая молния представляет собой объемный сферический резонатор с плазменной стенкой, сильно возбужденный на множестве типов собственных колебаний. Устойчивость шаровой молнии определяется механическим равновесием сил атмосферного давления, давления внутри сферы, давления электромагнитных волн на внутреннюю поверхность плазменной стенки и ее поверхностным натяжением. Поддерживая высокую проводимость плазменной стенки, сверхвысокочастотное электромагнитное поле обеспечивает самозакранировку, не излучается в пространство, окружающее шаровую молнию, и сохраняются в течение жизни шаровой молнии.

Ключевые слова: шаровая молния, резонатор, плазма, электромагнитное поле

Шаровая молния — одно из немногих природных явлений, известных человечеству с его колыбели и сопровождающих его всю его историю. И на всех этапах своего эволюционного пути человек пытался разгадать тайну шаровой молнии. Особенно расширились исследования шаровой молнии во второй половине XX века. Библиография темы насчитывает сотни статей, монографий, проблеме шаровой молнии посвящаются национальные и международные конференции. Состояние вопроса хорошо изложено в работе [1], там же приведена литература, посвященная вопросу, поэтому в настоящей работе автор ограничивается цитированием [1].

В работе [1] приводится описание всех известных моделей шаровой молнии, результаты анкетирования лиц, наблюдавших шаровую молнию, результаты статистической обработки этого анкетирования. Итогом обработки наблюдений явилось уточнение параметров свойств шаровой молнии (размер, скорость движения, время жизни и т.п.). Эти результаты ценны тем, что позволяют исследовать различные модели шаровой молнии на «совместимость» с перечисленными свойствами. Такое исследование показало, что в настоящее время не существует ни одной модели шаровой молнии, объясняющей все известные ее свойства. Нет даже моделей, объясняющих хотя бы половину этих свойств. Важным тестом на адекватность модели является возможность генерации искусственной шаровой молнии на установках, построенных для этой цели на основании той или иной модели. Однако до сих пор искусственную шаровую молнию, идентичную по свойствам с природной шаровой молнией, в целевых

An electromagnetic resonator model of a ball lightning is proposed. According to this model of a ball lightning represents a volumetric spherical resonator with a plasma wall. The resonator is heavily excited by a great number of free oscillations. The stability of a ball lightning is determined by a mechanical equilibrium of following forces: the atmospheric pressure, the pressure inside a sphere, the pressure of electromagnetic waves on the inner surface of a plasma wall and its surface tension. Maintaining high conductance of a plasma wall superhigh-frequency electromagnetic field ensures selfshielding does not radiate in a space, surrounding a ball lightning and retains during the life of a ball lightning.

Key words: ball lightning, resonator, plasma, electromagnetic field

экспериментах получить не удалось. Шаровые молнии появлялись неожиданно и неуправляемо на различных установках, предназначенных для других целей. Повторить их появление никогда не удавалось.

Автор не утверждает, что все наблюдавшиеся шаровые молнии «устроены» одинаково и могут быть описаны одной моделью. Вполне возможно, что существуют различные типы шаровых молний, имеющих различную природу. В настоящей статье предлагается еще одна модель шаровой молнии.

По предлагаемой модели шаровая молния представляет собой пузырь со сферической плазменной оболочкой, внутри которого запасена электромагнитная энергия. С электрофизической точки зрения шаровая молния — это замкнутый, сильно возбужденный объемный сферический резонатор с плазменной стенкой. При этом плазменная стенка сохраняет сферическую форму в результате механического равновесия трех сил: разности атмосферных давлений внутри и вне сферы (причем давление внутри сферы меньше, чем вне сферы), силы поверхностного натяжения плазменной оболочки (здесь плазма рассматривается в гидродинамическом приближении), которые уравниваются давлением потока электромагнитной энергии на внутреннюю поверхность сферической плазменной оболочки шаровой молнии.

Частота электромагнитных колебаний, судя по размерам шаровой молнии, лежит в области сверхвысоких частот (СВЧ). Электромагнитные волны практически не излучаются в окружающее шаровую молнию пространство, полностью отра-

жаясь от внутренней поверхности создаваемой и поддерживаемой ими плазменной сферической оболочки шаровой молнии. Условия для образования плазменной оболочки возникают вследствие такого различия атмосферного давления, влажности, газового и ионного состава внутри и вне шаровой молнии, при которых электрическая прочность атмосферы внутри молнии становится выше, чем вне. Поэтому СВЧ разряд (ионизация) возникает на границе шаровой молнии в виде плазменной оболочки и поддерживается запасенной энергией СВЧ электромагнитного поля в течение жизни шаровой молнии. Постепенно параметры атмосферы внутри и вне шаровой молнии выравниваются, запасенная энергия расходуется на нагрев, поддержание плазмы. Когда этой энергии становится недостаточно для поддержания СВЧ разряда по границе, целостность оболочки нарушается, импульс остаточной энергии СВЧ поля излучается в окружающее пространство, шаровая молния погибает, разрушается. Разрушение шаровой молнии может произойти и при механическом повреждении плазменной оболочки в результате соприкосновения с различными телами, что и наблюдается на практике.

Возникают шаровые молнии при разрядах линейных молний. Известно, что в каналах линейных молний есть зоны высокого и низкого давления. В тех случаях, когда пространственные объемы с низким давлением сильно возбуждаются импульсными токами второй линейной молнии или последующих разрядов, эти объемы оформляются в шаровые молнии. В случае удара шаровой молнии в линии связи или электропередачи, а также при мощных пробоях в электроустановках в этих линиях или деталях устройств возбуждаются мощные электромагнитные колебания, которые при локальном их излучении в свободное пространство «выдувают» шаровые молнии.

Электромагнитная задача о полом объемном резонаторе, имеющем объем V с идеально проводящей стенкой S , есть граничная задача для уравнений Максвелла либо вытекающих из них уравнений электродинамики второго порядка [2]. В случае однородной среды (внутри резонатора) в качестве последних обычно используются уравнения Гельмгольца, для которых формируются две граничные задачи:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \dot{\mathbf{E}}_m + k^2 \dot{\mathbf{E}}_m = 0 \text{ в } V, \quad \nabla^2 \dot{\mathbf{H}}_m + k^2 \dot{\mathbf{H}}_m = 0 \text{ в } V; \\ \text{и} \\ \dot{\mathbf{E}}_{m\tau} = 0 \text{ на } S, \quad (\text{rot } \dot{\mathbf{H}}_m)_\tau = 0 \text{ на } S, \end{aligned} \quad (1)$$

где $k^2 = \omega^2 \epsilon \mu / c^2$; $\dot{\mathbf{E}}_m$ и $\dot{\mathbf{H}}_m$ — комплексные амплитуды векторов напряженностей электрическо-

го и магнитного полей соответственно; индекс τ означает тангенциальные составляющие используемых векторов; ω — угловая частота электромагнитных колебаний; ϵ и μ — абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; c — скорость света; k — волновое число.

На решения этих задач налагаются также ограничения:

$$\text{div } \dot{\mathbf{E}}_m = 0 \text{ и } \text{div } \dot{\mathbf{H}}_m = 0, \quad (2)$$

т.е. рассматриваются лишь вихревые решения. Трехмерная граничная задача имеет бесконечное число решений. Иначе говоря, сферический объемный резонатор с плазменными стенками может быть возбужден на многочисленных частотах и может иметь неограниченное число типов колебаний. Не углубляясь в анализ этих решений, отметим, что в приближении плоских электромагнитных волн, простейшие электромагнитные колебания в таких резонаторах имеют длину волны

$$\lambda = 4R/n, \quad (3)$$

где R — радиус шаровой молнии, $n=1, 2, 3, \dots$

Оценку максимальной энергии, запасенной в шаровой молнии, можно сделать, рассмотрев приближенную предельную задачу в следующей постановке.

Пусть при давлении атмосферы вне шаровой молнии $P_e = 10^5$ паскалей (1 атм), во внутренней области $P_i = 0$ (вакуум). Если пренебречь силой поверхностного натяжения плазменной оболочки, давление P_e должно быть уравновешено давлением электромагнитного излучения (аналогичным давлению света), т.е.

$$P_e = \Pi (N+1)/c, \quad (4)$$

где Π — модуль вектора Умова—Пойнтинга; N — коэффициент отражения электромагнитной волны от внутренней стенки плазменной оболочки. Взяв максимальное значение $N=1$ (полное отражение), получим

$$\Pi_{\text{ш}} = P_e c / (N+1) = 15000 \text{ ГВт/м}^2.$$

Таким образом, поток энергии, давящей на плазменную оболочку изнутри и придающей ей сферическую форму, без учета силы поверхностного натяжения плазменной оболочки составляет 15000 ГВт/м². Это значение является, максимально возможным, так как разность давлений внутри и вне оболочки шаровой молнии не может быть больше атмосферного давления. Но эта величина не учитывает силы поверхностного натяжения плазменной оболочки. Даже незначитель-

ная сила поверхностного натяжения существенно увеличивает $P_{ш}$. Так поверхностное натяжение, эквивалентное 10^{-5} части атмосферного давления, увеличит $P_{ш}$ на 150 МВт/м².

Таким образом, энергия, запасенная в шаровой молнии, может варьироваться в широких пределах, что также соответствует различным случаям ее наблюдения.

Запасенная энергия расходуется на поддержание СВЧ разряда в оболочке шаровой молнии. Одновременно происходит постепенное выравнивание давлений и влажностей внутри и вне оболочки. Параллельное протекание этих процессов обеспечивает устойчивость шаровой молнии в течение ее жизни.

Рассмотрим, как объясняет предлагаемая модель наблюдаемые свойства шаровой молнии, приведенные в [1] по результатам статистической обработки ее наблюдения различными очевидцами.

1. Время жизни шаровой молнии составляет от нескольких секунд до нескольких минут.

Такой диапазон времен жизни вполне может быть обеспечен разбросом разниц давлений и влажности вне и внутри шаровой молнии, а также уровней накопленной в ней электромагнитной энергии.

2. Наиболее вероятный диаметр шаровой молнии 10–15 см, а средний диаметр 20–30 см.

В предлагаемой модели диаметр шаровой молнии определяется длиной волны электромагнитных колебаний внутри шаровой молнии:

$$2R = n\lambda/2.$$

Волны дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн вполне могут обеспечить названные размеры.

3. Плотность вещества шаровой молнии практически совпадает с плотностью воздуха...

Средняя плотность вещества шаровой молнии в предлагаемой модели также близка к плотности окружающего воздуха. Причем возможны случаи, когда эта плотность несколько меньше плотности воздуха за счет разряджения внутри молнии (в таком случае молния медленно поднимается вверх), и случаи, когда ее плотность несколько больше за счет захваченных оболочкой при образовании молнии тяжелых атомов и молекул вещества тел, имевших соприкосновение с молнией при ее образовании. В этом случае молния медленно опускается. Ветер, конвекционные воздушные потоки могут увлекать молнию в своем направлении в обоих случаях.

4. Температура шаровой молнии (не считая момента «взрыва») лишь относительно немного превышает температуру окружающего воздуха, достигая, по-видимому, всего нескольких сотен

градусов (предположительно 500–600 К)

Осторожное «по-видимому» здесь вполне уместно, так как «поставить градусник» шаровой молнии никто еще не сумел. Наблюдатели оценивали температуру по субъективным тепловым ощущениям при близких к ним прохождениях шаровой молнии. В предлагаемой модели газовый СВЧ разряд образует оболочку из холодной плазмы, ионная температура которой составляет примерно 1800–2000 К. Малый объем нагретого до такой температуры вещества и дает ощущение нагретого в среднем до называемых температур шара.

5. Вещество шаровой молнии является проводником с низкой работой выхода зарядов и поэтому обладает свойством легко рассеивать электрические разряды, накопившиеся на других проводниках.

Безусловно плазма таким веществом является. Только это вещество заполняет не всю шаровую молнию, а лишь образует ее оболочку, контактирующую с окружающим пространством.

6. Запас энергии шаровой молнии может составить от нескольких килоджоулей до нескольких десятков килоджоулей, в некоторых случаях до ста килоджоулей.

Предлагаемая теория допускает более широкий диапазон запасенной энергии.

7. Вещество шаровой молнии образует оболоченную фазу в воздухе, обладающую значительной поверхностной энергией (от 10 до 100 микроджоулей на квадратный сантиметр). На существование поверхностного напряжения указывает стабильность границы шаровой молнии, в том числе при перемещении ее в окружающем воздухе (иногда при сильном ветре), устойчивость сферической формы и восстановление ее после деформаций, возникающих от взаимодействия с окружающими телами. Необходимо отметить, что сферическая форма молнии восстанавливается и после больших деформаций, сопровождающихся распадом шаровой молнии на части, кроме того, на поверхности шаровой молнии нередко наблюдаются поверхностные волны. При достаточно большой амплитуде эти волны приводят к выбрасыванию капель вещества с поверхности, аналогично брызгам жидкости. Наконец, многими наблюдателями установлено, что шаровая молния может проходить через узкие отверстия и даже через щели, сильно деформируясь при этом и восстанавливая сферическую форму после прохождения. Отклонения от сферической формы, о которых иногда сообщают наблюдатели, могут быть обусловлены поляризацией в сильных электрических полях.

Предлагаемая модель естественным образом объясняет и шаровую форму, и ее восстановление при деформациях, а также шарообразную форму

частей, на которые иногда распадается шаровая молния. Действительно, при уменьшении размера молнии в каком-либо месте концентрация электромагнитного поля в этом месте увеличивается и расширяет стенку до прежних размеров. При охлаждении участка оболочки и уменьшении ее проводимости и возникновении угрозы появления отверстия в плазменной оболочке напряженность электрического поля в этой области оболочки повышается, что восстанавливает проводимость плазмы до уровня, достаточного для продолжения жизни шаровой молнии. Если запасенная энергия уменьшается до такого уровня, что ее становится недостаточно для таких «ремонтных работ», то молния погибает. Случаи распада молнии на шарообразные «осколки» меньшего размера также хорошо объясняются предлагаемой моделью. Действительно, выше указывалось, что диаметр шаровой молнии $2R = n\lambda/2$. Это допускает, что n в «осколках» может быть меньше, чем в «разбившейся» молнии.

Способность шаровой молнии проходить через отверстия и щели объясняется тем, что многомодовый резонатор, которым является шаровая молния при больших n , имея легко деформируемые стенки, может легко втягиваться в отверстия и щели даже слабым воздушным потоком, при этом обе части шаровой молнии, оказавшиеся по разные стороны отверстия (щели), существуют некоторое время как связанные резонаторы, а отверстие (щель) становится классическим элементом связи. Что касается отклонений от шарообразной формы, то они также легко могут возникнуть в многомодовом резонаторе с плазменными стенками (шаровые молнии грушевидной формы).

8. Шаровая молния может нести электрический заряд, который появляется, например, при поляризации в электрическом поле (особенно если заряды разных знаков по-разному стекают с ее поверхности). Движение шаровой молнии в условиях безразличного равновесия, при котором сила тяжести уравновешена архимедовой силой, определяется как электрическими полями, так и движением воздуха.

В предлагаемой модели это допустимо.

9. Наблюдается корреляция времени жизни и размера молнии. Долгоживущие молнии ... оказываются в основном больших размеров, ... короткоживущие молнии имеют малый диаметр...

Действительно, в большом объеме может быть запасено больше энергии, которой хватит на поддержание плазменной оболочки в течение большого времени. Время жизни молнии — это время жизни ее оболочки.

10. Большинство шаровых молний, возникновение которых могут описать очевидцы, появ-

ляются из различных металлических предметов и электроприборов, например из розеток электрических и радиосетей, антенн, радиоприемников, телевизоров, батарей отопления и других приборов и металлических предметов, включенных в сеть или заземленных. Обычно (но не всегда) это происходит во время грозы. Часто шаровая молния появляется при разряде линейной молнии. Однако иногда появлению шаровой молнии может предшествовать вместо разряда линейной молнии интенсивное коронирование проводников. Можно предположить, что шаровая молния появляется там, где накапливается значительный электрический заряд, при мощной, но кратковременной эмиссии этого заряда в воздух.

Возникновение шаровой молнии в этой модели описано выше и целиком «накладывается» на п. 10.

11. Исчезает шаровая молния в результате взрыва, развития неустойчивостей или из-за постепенного расходования запаса ее энергии и вещества (тихое погасание). Природа взрыва шаровой молнии не вполне ясна...

Исчезает шаровая молния, как уже отмечалось выше, в результате нарушения целостности ее оболочки. Тихое погасание объясняется постепенным расходованием энергии шаровой молнии без ее соприкосновения с другими телами. Если целостность оболочки шаровой молнии нарушается в результате соприкосновения с другими телами, возможны разрушения этих и других окружающих тел. Разрушение может быть тихим и взрывным. Например, при соприкосновении с оконным стеклом оболочка в месте соприкосновения охлаждается и СВЧ поле шаровой молнии как в обычной микроволновой печи быстро, практически мгновенно, нагревает участок стекла в зоне соприкосновения, что может привести к быстрому разрушению этой зоны и образованию отверстия. При этом соседние участки стекла практически не успевают нагреться.

После образования отверстия восстанавливается плазменная оболочка и шаровая молния может даже пройти в образованное ею отверстие (такие случаи неоднократно наблюдались). В других случаях при соприкосновении шаровой молнии с телами может произойти оплавление, испарение, другие разрушения вещества этих тел СВЧ полем, сопровождаемые взрывными эффектами. Особенно сильными могут быть взрывные эффекты и разрушения, когда нарушение оболочки шаровой молнии происходит в замкнутом пространстве, например внутри помещений, в печах и печных трубах, так как энергия шаровой молнии не может излучиться в свободное пространство, а целиком тратится на взрывное разрушение окружающих ее тел, также полностью соответствует наблюдавшимся случаям.

12. Большая часть молний — около 60% — испускает видимый свет, относящийся к красному концу спектра (красный, оранжевый или желтый). Около 15% молний испускает цвет в коротковолновой части спектра (голубой, реже — синий, фиолетовый, зеленый). Наконец, приблизительно в 25% случаев молния имеет белый цвет. Мощность излучаемого света — порядка нескольких ватт. Поскольку температура молнии невелика, ее видимое излучение имеет неравновесную природу. Возможно, молния излучает также некоторое количество ультрафиолетового излучения, поглощением которого в воздухе можно объяснить голубой ореол вокруг нее. Однако нет никаких указаний на то, что она может быть источником излучений с более короткой длиной волны, чем ближний ультрафиолет.

Цвет шаровой молнии в предлагаемой модели — это цвет плазмы, образованной СВЧ разрядом, и определяется температурой и ионным составом плазмы. Очевидно, что ионный состав оболочки в основном определяется газовым составом атмосферы. Как отмечалось выше, в оболочке могут оказаться ионы вещества тел, в соприкосновении с которыми шаровая молния возникла. Такое объяснение дает право на все наблюдавшиеся цветовые наряды шаровой молнии в видимом и невидимом свете.

13. Теплообмен шаровой молнии с окружающей средой происходит через испускание значительного количества инфракрасного излучения. Если шаровой молнии действительно можно приписать температуру 500–600 К, то мощность равновесного теплового излучения, испускаемого молнией среднего диаметра, порядка 0,5–1 кВт и максимум излучения лежит в области длин волн 5–10 мкм.

Это свойство шаровой молнии также не входит в противоречие с предлагаемой моделью.

14. Кроме инфракрасного и видимого излучений шаровая молния, вероятно, может испускать довольно сильное неравновесное радиоизлучение.

Да, шаровая молния, особенно в момент гибели, может испускать такое радиоизлучение.

Таким образом, мы перебрали все перечисленные в [1] свойства шаровой молнии. Ни одно из них, как мы видим, не входит в противоречие с нашей моделью.

Остается тест модели на генерацию искусственных шаровых молний. Автор предполагает провести такой эксперимент. В этой статье можно дать совет для желающих сделать это раньше: искусственная шаровая молния может возникнуть в раскрыве антенны мощного СВЧ передатчика. Для облегчения получения шаровой молнии антенну лучше расположить в эхо-камере с пониженным (относительно атмосферного) давлением при максимально возможной влажности в ней. Мощность передатчика должна быть достаточно большой. Соединяющий передатчик и антенну СВЧ тракт должен иметь высокую электрическую прочность (за счет вакуумирования или, наоборот, использования высокого давления, или наполнения сухим элегазом). Раскрыв антенны должен быть отделен от эхо-камеры радиопрозрачной перегородкой, выдерживающей разность давлений в эхо-камере и СВЧ тракте. Если давление, влажность в эхо-камере, уровень мощности передатчика будут выбраны правильно, то при включении передатчика из раскрыва антенны «выдуется», совсем как мыльный пузырь, плазменный пузырь. Если удастся его оторвать от антенны, то он превратится в шаровую молнию.

Вывод. Предложена простая модель шаровой молнии, не противоречащая всем известным по многолетним наблюдениям ее свойствам и позволяющая выработать рекомендации по созданию экспериментальной установки генератора искусственных шаровых молний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. О физической природе шаровой молнии. — М.: Новый мир, 1996.
2. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1978.

[28.12.98]

А в т о р: Шакирзянов Феликс Нигматзянович окончил Уральский политехнический институт в 1963 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование ферритового преобразователя в режиме нелинейного ферромагнитного резонанса» в 1970 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ). Доцент кафедры Теоретических основ электротехники МЭИ.

Развитие производства асинхронных двигателей*

КАЗАНСКИЙ В.М.

Технологические потери электротехнической стали до 40—50%, слабое (не более 50—60%) электромагнитное использование зубцово-обмоточной зоны, повреждаемость всыпной обмотки и стойкий приоритет технологической преемственности — основные факторы кризиса классических АД. Представлены альтернативные образцы электрических машин с витым ярмом магнитопровода и обмоточными ферронаполненными модулями, изготавливаемыми автономно.

Ключевые слова: асинхронные двигатели, ферронаполненные обмоточные модули, составной статор, ресурсосбережение

Кризисные явления в производстве и эксплуатации самых массовых электрических машин (ЭМ) — низковольтных асинхронных двигателей (АД), сформулированные в [1], определяются конструкцией и технологией шихтованного зубцового статора со всыпной обмоткой и сводятся к следующим четырем положениям:

1. Технологически невозобновляемые отходы электротехнической стали при штамповке листа статора и ротора АД составляют 40—50% [2].

2. В процессе электромеханического преобразования энергии самая напряженная в электромагнитном отношении зубцово-пазовая зона статора АД из-за наличия пазового клина, малой доли заполнения паза голой медью и сильного насыщения зубцов используется не более чем на 60%.

3. Изолировочно-обмоточные работы, достигающие трети общей трудоемкости при производстве АД [2], представляют собой последовательную цепь операций на готовом магнитопроводе, в процессе которых, особенно при укладке (всыпке) проводников в паз, обмоточный провод и его витковая изоляция подвергаются практически неконтролируемым деформациям, в том числе скрытым. В результате всыпания обмотка статора приобретает качество дефектной неремонтируемой структуры с отложенной аварийностью. В частности, до 90% отказов отечественных АД в СССР происходили из-за нарушения обмотки статора, из них до 35% в так называемый «прирабочный» период.

4. Субъективное ограничение: многолетний приоритет критерия технологической преемственности (относительной технологичности), сущность которого [2] сводится к тому, что решение

Electrical steel technological losses up to 40—50%, use of 50—60% of the toothwinding area, faultability of multi-coiled windings and priority of technological compatibility are disadvantages of conventional induction motors. Alternative electrical machines a coiled yoke core and independently produced ferromagnetic winding modules are presented.

Key words: induction motors, ferromagnetic winding modules, composed stator, resource saving

о масштабном промышленном освоении новых ЭМ (или их модификаций) принимается по условию использования в новом производстве существующей технологии.

В современном производстве низковольтных асинхронных машин, выпуск которых в бывшем СССР составлял около 8 млн в год, приверженность критерию технологической преемственности привела к монополии уникальных технологических процессов, не имеющих аналогов в общем машиностроении, — практически к приоритету оборудования, пригодного только (!) для производства ЭМ с цилиндрической формой расточки шихтованного зубцового статора со всыпной обмоткой. Свежим примером может служить проектирование и организация производства российской серии АД 5А [3], выполненной в соответствии со стандартом GENELEC, в которой в числе основных требований соблюдалось «сохранение и использование имеющегося технологического оборудования».

Именно поэтому любое серьезное изменение конструкции статора АД несовместимо с критерием технологической преемственности. Патентные предложения, направленные на преодоление кризиса АД [1], остаются невостребованными практикой электромашиностроения в течение десятилетий.

Настоящая статья посвящена развитию асинхронных и других ЭМ с составным магнитопроводом и активным распределенным слоем (АРС) обмотки (эквивалентном зубцово-пазовой структуре со всыпной обмоткой), образованным из обмоточных ферронаполненных модулей [4, 8, 12], и является своеобразным продолжением [1].

На рис. 1 представлены действующие образцы новых асинхронных и других индукционных машин, на рис. 2 — соответствующие этим машинам обмоточные ферронаполненные модули, на

* Продолжение статьи этого же автора «Кризис и развитие малых асинхронных двигателей». — Электричество, 1996, № 8.

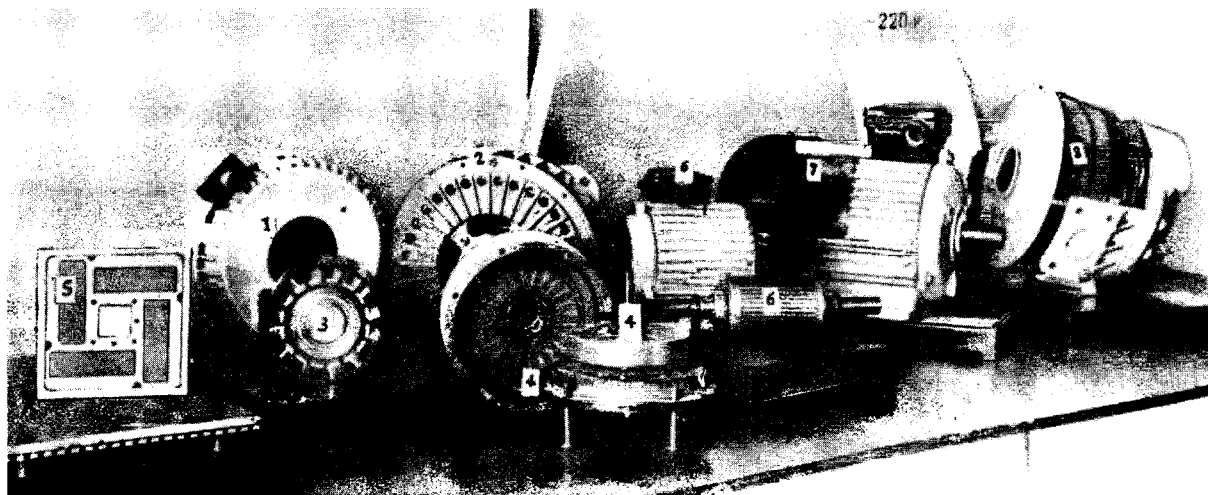


Рис. 1

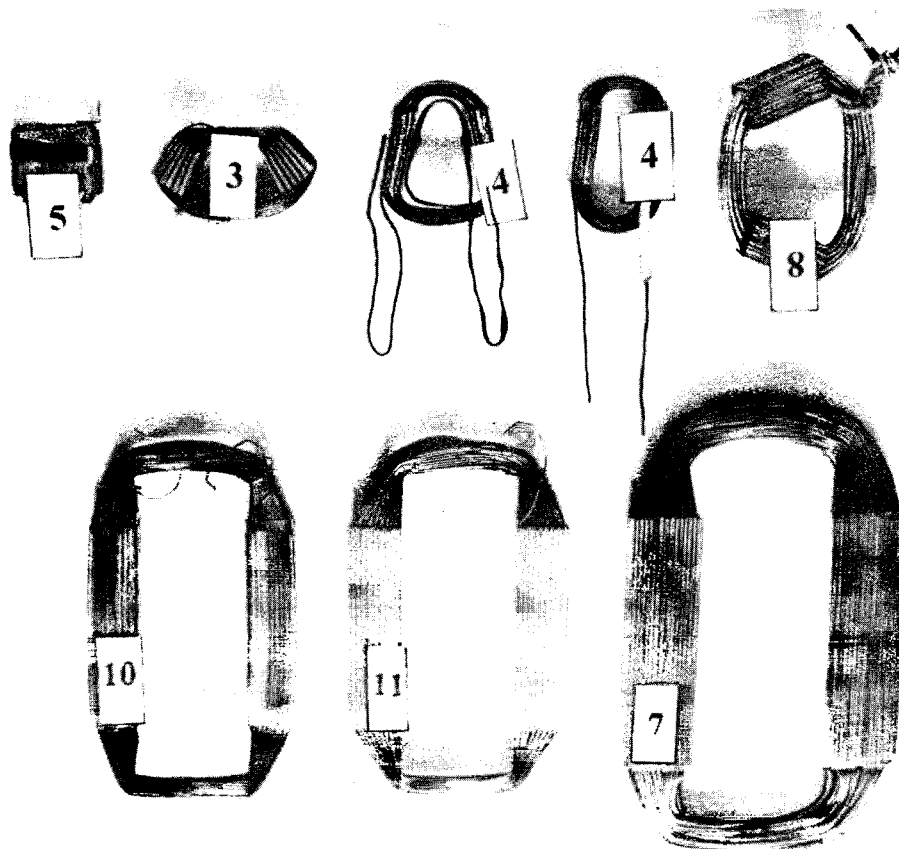


Рис. 2

рис. 3 — макет сборки торцевого однофазного четырехполюсного асинхронного двигателя, технология производства [9] которого разработана и апробирована на Дивногорском заводе низковольтной аппаратуры.

Каковы же преимущества и недостатки новых ЭМ с АРС статора с точки зрения преодоления установленных [1] выше ограничений классической конструкции АД.

1. Технологическая автономность изготовле-

ния ярем преимущественно из ленточной электротехнической стали (в том числе витых на ребро) и обмоточной зоны с ферромагнитным пластинчатым наполнением параллельно проводникам АРС принципиально снижает уровень технологических отходов стали (вплоть до их ликвидации) при изготовлении шихтованных магнитопроводов независимо от формы воздушного зазора: цилиндрической, торцевой, линейной плоской. Таким образом снимается первое ограни-

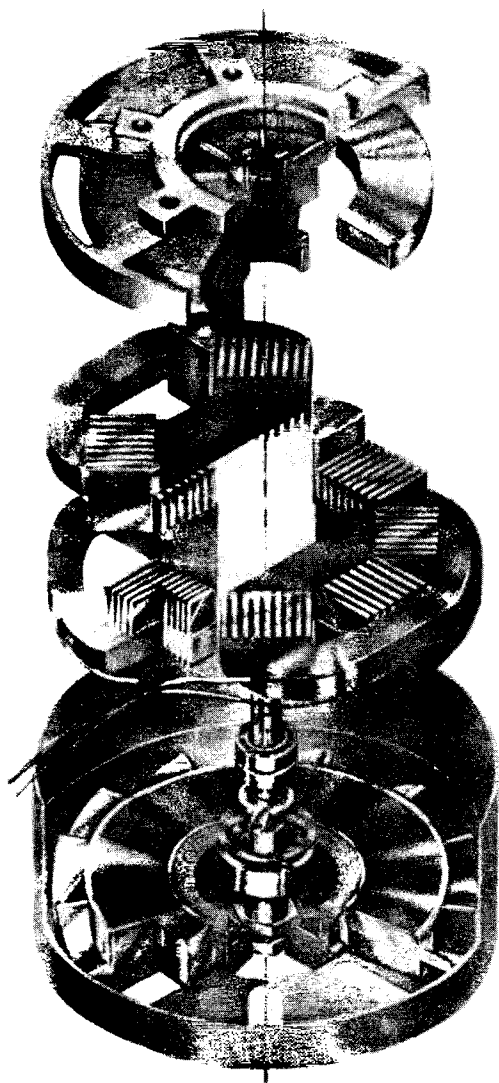


Рис. 3

чение. При этом не требуются дорогостоящие штампы или их конфигурация существенно упрощается.

2. Наиболее напряженная в электромагнитном отношении зона нового статора ЭМ (активный распределенный слой) обладает рядом преимуществ по сравнению с классической зубцовпазовой обмоточной структурой. К ним относятся [4, 8]:

существенное увеличение коэффициента заполнения «элементарного паз» голой обмоточной медью (K_M) в результате отсутствия пазового клина и в отличие от сыпной обмотки обязательной рядовой укладки обмоточного провода. Еще более увеличивается K_M при прямоугольном сечении обмоточного провода. В итоге K_M можно повысить на 20÷35% по сравнению с классическим заполнением пазы медью при сыпной обмотке. В некоторых случаях возможно выполнение обмотки из фольги.

конструкция независимо от формы составного статора ЭМ (торцевая, цилиндрическая, линейная) обеспечивает эффективное использование текстурованной электротехнической стали в стальных пластинах АРС (совпадение направлений проката и рабочего магнитного потока), за счет чего возможно повысить рабочую индукцию в наиболее напряженной в электромагнитном отношении зоне ЭМ на 18—20%. Одновременно переход на текстурованную сталь в обмоточной зоне двигателя снижает стальные потери мощности в этой зоне более чем на 30%;

принципиально ниже уровень дополнительных потерь, обусловленных в традиционной конструкции высшими пространственными и зубцовыми гармониками, в АРС число элементарных пазов на полюс и фазу $q_0 > (35-17)/p$, где p — число пар полюсов, что обеспечивает практически синусоидальную кривую поля в зазоре машины и, как следствие, снижение зубцовых и высших пространственных гармоник поля.

3. При выполнении обмотки статора в виде АРС, состоящего из обмоточных модулей (катушечных групп с ферромагнитным наполнением), резко снижается число технологических деформаций обмоточного провода и его витковой изоляции. Для изготовления обмоточных модулей (рис. 2) не требуется [2, 6] изолировка пазов, вытягивание катушек в пазы (укладка сыпной обмотки), расклинивание пазов, разжим и формовка лобовых частей и, как следствие, не возникают соответствующие деформации [1], присущие технологии сыпной обмотки. Сам же обмоточный модуль может изготавливаться на одном станке (патент России № 1651343 «Устройство для изготовления катушечных групп беспазового статора электрических машин») при рядовой намотке проводников катушечной группы с послойной прокладкой изолированных пластин из электротехнической стали с последующей запечкой в монолит. Естественно, повреждаемость обмоточного провода в процессе изготовления катушечной группы АРС принципиально меньше, чем повреждаемость сыпной обмотки при традиционной технологии. Последнее определяется рядом факторов, в том числе:

отсутствием механических растягивающих усилий, действующих на обмоточный провод и его витковую изоляцию при вытягивании (всыпке) обмотки в традиционный паз, способных вызвать ее обрыв [7], а также механические напряжения на изгиб и смятие, в 20—30 раз превышающее аналогичные напряжения электромагнитного происхождения;

исчезновением технологических ограничений критериев традиционных обмоточных работ, в том числе для двигателей с высотой оси

вращения [1] $h = 56 \div 132$:

$$\begin{aligned} b_{\text{ш}} &= d_{\text{из}} + (1 - 1,5 \text{ мм}); \\ 0,225 < b_{\text{ш}}/t_z < 0,33; \\ K_{\text{из}} &< 0,7 - 0,73, \end{aligned}$$

где $b_{\text{ш}}$ — ширина шлицевого промежутка полужакрытого паза; $d_{\text{из}}$ — диаметр проводов в изоляции; t_z — зубцовое деление статора; $K_{\text{из}}$ — коэффициент заполнения паза проводом в изоляции;

снижением на порядок и более межвиткового напряжения при рядовой укладке провода в обмоточном модуле;

возможностью перед сборкой в АРС испытания каждого отдельного обмоточного модуля на повышенное напряжение (до 4 кВт и выше) и в случае пробоя витковой изоляции возможной заменой одного обмоточного модуля, а не всей обмоточной структуры, как это делается при испытаниях классической конструкции статора ЭМ.

4. Приоритет технологической преимущества при промышленном освоении новых типов ЭМ перестает играть ограничительную роль, благодаря автономному изготовлению магнитопровода и обмоточных модулей [8, 9, 12], независимо от типа ЭМ (цилиндрической, торцевой или линейной).

Последнее связано с тем, что технология изготовления катушечной группы с ферромагнитным пластинчатым наполнением обмоточного модуля принципиально не меняется с изменением типа статора индукционной электрической машины и не зависит от ее типоразмера, а технология изготовления составного магнитопровода не требует сложных штампов и является практически безотходной.

Технология массового производства новых торцевых асинхронных двигателей с распределенным обмоточным слоем статора была разработана на рубеже 90-х годов [9] в Дивногорском филиале ВНИИЭП. Опытно-промышленная апробация этой технологии прошла при изготовлении партии однофазных торцевых асинхронных электродвигателей (ТАД) для стиральных машин (рис. 3, фото 1, поз. 3).

Поскольку главные изменения касались конструкции статора, весьма характерны интегральные показатели технологии изготовления статора ТАД в сравнении с технологией серийного производства АД классической конструкции. Они следующие [9].

На 100 двигателей трудоемкость изготовления активного объема торцевого статора составляет 1738 трудоминут вместо 3076 (не более 57%) и требует выполнения 36 технологических операций вместо 68 (52%).

При этом снижается (в 3–5 раз) количество технологических операций, способных вызвать остаточную деформацию проводников и локаль-

ные (скрытые) повреждения витковой изоляции.

5. Основным недостатком конструкции ЭМ с составным магнитопроводом и активным распределенным слоем обмотки является наличие (второго) технологического немагнитного зазора между витым ярмом и АРС. Возникает новая задача обеспечения механической жесткости соединительного шва, исключающей возможность сдвига обмоточного слоя относительно ярма в любом режиме эксплуатации ЭМ. Ориентируясь на опыт применения в авиационной технике конструкций, изготавливаемых склеиванием [10], обеспечение необходимой жесткости составного статора осуществлялось заполнением технологического зазора соответствующим клеевым составом. При склеивании автономно изготовленных витого ярма (на ребро или плашмя) и обмоточной зоны необходимо обеспечить минимум толщины клеевого шва, так как при его немагнитной природе он заметно влияет на электромагнитные параметры ЭМ, снижая КПД и $\cos \varphi$ и, не говоря о том, что без добра, увеличивая перегрузочные (M_{max}/M) и пусковые ($M_{\text{п}}/M$) способности электродвигателя. Тем не менее, за счет лучшего электромагнитного использования удастся не только компенсировать снижение энергетических показателей новых АД с составным статором, но и обеспечить их повышение по сравнению с классической конструкцией этих двигателей. Более того, при дальнейших исследованиях физических свойств клеевого шва ожидается [11] повышение магнитной проницаемости клеевых составов путем использования магнитоэлектрических добавок, например армипласта, который применяется для изготовления магнитных пазовых клиньев в традиционной конструкции асинхронных двигателей.

Ресурсосберегающая предпочтительность и эффективность новых ЭМ подтверждены при испытаниях (в том числе заводских) работоспособных образцов и отрезков серий однофазных и трехфазных низковольтных электродвигателей цилиндрического исполнения [4, 8, 17, 19, 20, 22], торцевых асинхронных [5, 9, 13, 23] и синхронных [21] машин, индукторных генераторов [14, 15], линейных одно- и двухкоординатных [16] электродвигателей, а также электродвигателей с тормозом-вентилятором, мотор-колеса электромотоцикла [18] и т.д. Результаты испытаний этих ЭМ приводятся ниже в порядке номеров позиций, представленных на рис. 1.

Позиция 1. Торцевые асинхронные двигатели специального назначения, выполненные по заказу Ковровского механического завода для привода танковых гидронасосов (старший габарит 4 кВт, $f = 400$ Гц, $2p = 8$). Параметры участка серии приводятся в табл. 1.

Таблица 1

Мощность, кВт	Параметр				
	Номинальный момент, Н·м	Кратность максимального момента, отн. ед.	КПД, %	Габариты (D×L), мм ²	Масса, кг
0,7	1,23	3,15	74	180×72	5,4
1,5	2,5	2,05	69	210×104	10,8
4,0	6,57	2,0	89	256×106	13,7

Позиция 2. Торцевой частотно-регулируемый асинхронный электродвигатель ($U_{\phi}=127\text{ В}$, $2p=8$, масса двигателя 13,8 кг, габариты $L\times D=(85\times 282)\text{ мм}^2$) с принудительным охлаждением (мощность наездника 18 Вт) и возможностью (1,5–2)-кратного форсирования рабочего магнитного потока внизу диапазона регулирования [5]. Результаты испытаний двигателя приведены в табл. 2.

Таблица 2

Мощность P_2 , Вт	Параметр			
	Частота f , Гц	Фазное напряжение U_{ϕ} , В	Частота вращения n , об/мин	Момент M , Н·м
5000	400	127	6000	8
4000	200	85	3000	13
1300	50	28	750	18,2

Двигатель снабжен импульсным датчиком частоты вращения, метки которого выполнены на периферии наружного короткозамкнутого кольца ротора.

Позиция 3. Старший габарит (ТАД-120) участка серии торцевых однофазных конденсаторных электродвигателей, выполненных на Дивногорском заводе низковольтного оборудования на основе ресурсосберегающей технологии [9], не имеющей аналогов. Основные показатели качества этих двигателей [13] в сравнении с традиционными двигателями классической конструкции серии КД ($U=220\text{ В}$, $2p=4$) приведены в табл. 3.

Торцевые асинхронные двигатели предназначены для привода бытовых механизмов (например стиральных машин) и приборов общепромышленного применения и при массовом производстве имеют сниженную примерно в 2,3 раза

трудоемкость. Двигатели ТАД выполнены в пластмассовом корпусе и имеют 2-й класс электробезопасности (ток утечки меньше 0,2 мА).

Позиция 4. Один из типов индукторных генераторов специального назначения, не имеющих классических аналогов, выполнен совместно с электромашиностроительным заводом (ЗВИ, Москва). Торцевой трехфазный индукторный генератор с двухсторонней статорной структурой [14, 15] мощностью 2 кВт, линейным напряжением 230 В, частотой вращения 6000 об/мин, числом пар полюсов $2p=8$, коэффициентом мощности $\cos\varphi=0,8$, массой 14 кг.

В сравнении с индукторными генераторами традиционной классической конструкции в новом генераторе при прочих равных условиях реализовано существенное снижение металлоемкости (более чем в 1,5 раза) и на порядок (более чем в 10 раз) снижен уровень искажений в кривой выходного напряжения. Кроме того, значительно улучшены параметры автономно работающего генератора, характеризующие переходные процессы, в том числе провалы напряжения при набросе индуктивной нагрузки.

Позиция 5. Синхронный реактивный двухкоординатный плоский двигатель — один из вариантов линейных машин [16] — выполнен совместно с одним из саратовских заводов и предназначен для привода прецизионных роботов. Двигатель выполнен на воздушной опоре и имеет следующие технические и массогабаритные показатели:

максимальные усилия тяжения по одной координате	40 Н
максимальная скорость бегуна	1 м/с
диапазон изменения частоты тока преобразователя	0÷80
статическая погрешность позиционирования	0,05 мм
ускорение	13,8 м/с ²
масса бегуна	2,9 кг
габариты бегуна	160×160×40 мм ³
полносное деление двигателя — зубцовое деление зубцовой плиты	6 мм

Обмоточные модули (рис. 2, поз. 5) двигателей по каждой координате одинаковы, но могут выполняться на различные скорости в зависимости от полюсного деления зубчатой плиты.

Таблица 3

Мощность, кВт	Вид двигателя	Параметр						
		КПД, %	Кратность, отн. ед.		Масса, кг			
			пускового момента	максимального момента	обмоточной меди	электротехнической стали	двигателя	стали (заготовительная)
40	КД	42	0,73	1,54	0,41	0,86	2,65	1,70
	ТАД	41	0,57	1,58	0,35	0,85	2,20	0,98
60	КД	46	0,66	1,85	0,46	1,07	2,75	2,07
	ТАД	45	0,57	1,56	0,41	1,02	2,45	1,18
90	КД	52	0,62	1,76	0,50	1,50	3,10	2,90
	ТАД	51	0,61	1,64	0,465	1,30	2,80	1,50
120	КД	52	0,55	1,70	0,507	1,93	3,65	3,72
	ТАД	52	0,66	1,66	0,522	1,47	3,00	1,70

Позиция 6. Малоинерционный трехфазный асинхронный двигатель с полым ферронаполненным (по типу АРС) ротором и плавающим ярмом ротора [17], предназначенный для быстродействующих регулируемых силовых электроприводов переменного тока и для эксплуатации в повторно-кратковременных режимах.

Технические характеристики малоинерционного АД:

мощность	1,5 кВт
момент инерции ротора	$5,5 \cdot 10^{-4}$ Н·м/с ²
напряжение	380/220 В
коэффициент мощности $\cos \varphi$	0,65
КПД	0,67
электрохимическая постоянная времени	менее 0,02 с

Существенно важно подчеркнуть, что в отличие от микродвигателей с полым немагнитным ротором впервые реализован малоинерционный асинхронный трехфазный двигатель 1,5 кВт, и это не является пределом.

Позиция 7. Один из первых асинхронных двигателей с активным распределенным слоем статора, выполненный на томском заводе «Сибэлектромотор» на базе двигателя серии 4А ($h = 112$ мм, $2p = 4$, 380/220 В). Параметры этого двигателя в сравнении с серийными АД приведены в табл. 4 [4].

Таблица 4

Тип двигателя и мощность	Показатели				
	КПД (%)	$\cos \varphi$	M_{\max}/M	$M_{\text{п}}/M$	M_{\min}/M
серийный, 5,5 кВт	85,5	0,85	2,2	2,0	1,61
с АРС статора, 7,5 кВт	85,8	0,874	3,09	2,32	2,02
серийный, 7,5 кВт	86,8	0,864	2,78	2,25	1,61

Применение АРС в традиционном АД позволяет повысить мощность в габарите 4А90 на 35% при сохранении энергетических показателей и увеличении кратностей максимального и пусковых моментов [4]. Кроме того, в двигателе с АРС статора существенно выше кратность минимального момента за счет увеличения числа «элементарных» пазов на полюс и фазу в 5–10 раз и нет провалов в кривой $M(s)$.

Позиция 8. Мотор-колесо для легкового электромобиля типа «Жигули» со встроенным трехфазным торцевым асинхронным электродвигателем. Технические данные электродвигателя следующие: мощность длительного режима (так называемая работа с крейсерской скоростью) 6 кВт, напряжение 54 В, частота питания длительного режима $f = 400$ Гц ($2p = 8$), КПД в длительном режиме 0,9, коэффициент мощности $\cos \varphi = 0,75$, кратность максимального момента в режиме разгона $M_{\max}/M = 7,6$, что реализуемо только в торцевом варианте двигателя. Масса активных частей около 13 кг.

Мотор-колеса были выполнены Волжским автотоваром совместно с НЭТИ для укомплектования шасси электромобиля. Материалы по мотор-колесу с асинхронным двигателем докладывались [18] на советско-американском симпозиуме по электромобилям в 1979 г.

Исследования этих [4, 5, 8, 9, 13, 14, 16, 18] и других [5, 8, 9, 15, 19, 20, 21] электрических машин с АРС обмоточной зоны, в том числе и повторение отечественных исследований в Польше на заводе «Inducta» в Бельско-Бялой [22, 23], подтвердили ресурсосберегающую предпочтительность и конструктивно-технологическую эффективность новых ЭМ. Применительно к низковольтным асинхронным двигателям с цилиндрической формой расточки статора использование составного статора, состоящего из витого на ребро ярма и обмоточных модулей (рис. 2, поз. 7, 10, 11), позволяет [4, 19, 20, 22]:

1. Практически снять проблему технологических отходов электротехнической стали, сократить последние в АД любого типоразмера на 60–70% и более. При этом не требуются дорогостоящие штампы и упрощается их конфигурация.

2. Конструктивно изменить уровень электромагнитного использования активного распределенного обмоточного слоя за счет повышения индукции B , снижения потерь мощности в слое $\Delta P_{\text{АРС}}$ и повышения коэффициента заполнения медью ΔK_M непосредственно в обмоточных модулях: $\Delta B \rightarrow + (17-25\%)$; $\Delta P_{\text{АРС}} \rightarrow - (60-80\%)$, за счет применения текстурованной стали; $\Delta K_M \rightarrow + (5-15\%)$, за счет применения рядовой укладки обмоточного провода; $\Delta K_{M(\text{из})} \rightarrow + (7-15\%)$, за счет снижения толщины «пазовой» изоляции, а также за счет ликвидации пазового клина.

Повышение уровня электромагнитного использования обмоточной зоны (АРС), несмотря на наличие технологического зазора (второго) влечет за собой соответствующее повышение технического уровня новых машин. В частности, в неизменных габаритах АД серии 4А мощностью до 10 кВт установлено, в том числе экспериментально [19, 20, 22], что по сравнению с параметрами машин-аналогов можно повысить технический уровень новых АД:

$$\Delta P_2 \rightarrow +25-30\%;$$

$$\Delta \eta \rightarrow +3-5\% \text{ и выше};$$

$$\Delta M_{\max}/M_H \rightarrow +30-40\%;$$

$$\Delta M_{\text{пуск}}/M_H \rightarrow +30-50\%,$$

и сэкономить при этом массу обмоточной меди на единицу мощности до 10–25%.

3. Устранить основные причины появления (в классическом варианте ЭМ) технологических деформаций (в том числе скрытых) обмоточного провода и его витковой изоляции в структуре

высальной обмотки статора и обеспечить повышение надежности новых АД за счет уменьшения отказов, особенно в «приработочный» период, достигающих 35% общих отказов [1]. Последнее стало возможным благодаря тому, что технология изготовления монолитных обмоточных модулей (рис. 2), независимо от формы ЭМ, весьма схожа с изготовлением низковольтных обмоток трансформаторов, надежность которых [24] в 8 раз выше надежности традиционных АД. Последующие операции по сборке в монолит АРС обмоточных модулей не вызывают деформаций витковой изоляции, а температурный режим при склеивании ярма с АРС не превышает температурных нормативов класса нагревостойкости изоляции В и тем более F и H. В частности, склеивание ярма и АРС цилиндрического [22] и торцевого [23] АД на заводе «Inducta» (Польша) производилось лаком с эпоксидной смолой и с последующей сушкой при $t=120^{\circ}\text{C}$ в течение 2–3 ч. Испытания на монолитность составной конструкции нового АД (прочность клеевого шва), выполненных там же, показали, что разрыв шва наступает при усилиях более 500 Н/см^2 в горячем и более 1500 Н/см^2 в холодном состояниях [22, 23], что вполне обеспечивает необходимый запас прочности машины.

4. Преодолеть конструктивно-технологический консерватизм в массовом производстве АД, так называемый приоритет технологической преемственности, за счет технологической общности (независимо от типоразмера) процессов изготовления шихтованного составного магнитопровода статора — витого ярма и ферромагнитных пластин АРС — и его обмотки — совокупности монолитных обмоточных модулей, изготавливаемых автономно. В частности, все ЭМ (рис. 1) имеют составной магнитопровод, выполняемый по малоотходной ресурсосберегающей [9, 12] технологии, и содержат активный распределенный слой обмотки, состоящий из обмоточных модулей (рис. 2), изготавливаемых независимо от формы воздушного зазора ЭМ (цилиндрической или торцевой, линейной плоской) автономно по единой технологии [9]. Все ЭМ (рис. 1) имеют немагнитный технологический зазор (второй) выполняемый в минимальных размерах $\delta_T \leq 0,05\text{—}0,2\text{ мм}$ и заполняемый клеевым (компаундирующим) составом.

гателей. — Электротехника, 1981, № 4.

5. Казанский В.М., Приступ А.Г. Торцевой регулируемый асинхронный электродвигатель. — Электричество, 1991, № 4.

6. Голушко А.И. и др. Надежность изоляции электрических машин. — М.: Энергоатомиздат, 1979.

7. Романов Г.Н., Макарович А.Г., Рожков А.М. Влияние скорости тягивания и коэффициента заполнения паза на качество обмоток статора. — Электротехника, 1987, № 6.

8. Казанский В.М. Конструктивное развитие асинхронных машин с малоотходным магнитопроводом. Электрические машины с малоотходным магнитопроводом и нетрадиционными обмоточными структурами. — Сб. трудов НЭТИ, Новосибирск, 1985.

9. Пашков Н.И. Технологические основы массового производства электродвигателей для стиральных машин.: Автореф. дис. на соиск. канд. техн. наук, Томск: ТПИ, 1991.

10. Крысин В.Н., Крысин М.В. Технологические процессы формирования намотки и склеивания конструкций. — М.: Энергоатомиздат, 1989.

11. Зайцев А.М., Жоглева Л.В., Хаит Я.М. Магнитоди-электрическое заполнение технологического зазора двигателя с безотходным магнитопроводом. Электрические машины с малоотходным магнитопроводом и нетрадиционными обмоточными структурами. — Сб. трудов НЭТИ, Новосибирск, 1985.

12. А.с. 278836 (СССР). Беспазовый статор электрической машины / В.М.Казанский — Опул. в БИ, 1970, № 26; патент США № 3495119, 1971; патент Великобритании № 1231213; патент Франции № 2036866; патент Японии № 48 26881.

13. Кисленко Б.М. и др. Торцевые асинхронные двигатели малой мощности на основе ресурсосберегающей технологии. — Электротехника, 1995, № 4.

14. Михеев В.И. Экспериментальные исследования торцевых индукторных генераторов с активным распределенным слоем статора. Электрические машины с малоотходным магнитопроводом и нетрадиционными обмоточными структурами. — Сб. трудов НЭТИ, Новосибирск, 1985.

15. Михеев В.И., Основич Л.Д. Расчет осевых усилий в торцевых одноименнополюсных индукторных генераторах. — Электротехника, 1985, № 8.

16. Свинцов А.А. Плоский двухкоординатный двигатель переменного тока. Электромеханическое обеспечение автоматических комплексов. — Сб. трудов НЭТИ, Новосибирск, 1979.

17. Елшин А.И. Малоинерционный асинхронный двигатель для силового электропривода: Автореф. дис. на соиск. канд. техн. наук. — Новосибирск: НЭТИ, 1975.

18. Казанский В.М., Зонов В.Н. Встраиваемый торцевой асинхронный электродвигатель мотор-колеса легкового электромотоцикла / Сборник докладов советских организаций по проблемам электрооборудования на Втором советско-американском симпозиуме по электромотоциклам. Ереван, 1979.

19. Шейнин А.М. Исследование трехфазных асинхронных машин с беспазовым статором: Автореф. дис. на соиск. канд. техн. наук. — Новосибирск: НЭТИ, 1972.

20. Шейнин А.М. Факторы повышения технического уровня асинхронных электродвигателей с беспазовым статором. Электрические машины переменного тока с распределенным активным слоем статора. — Сб. трудов НЭТИ, Новосибирск, 1975, вып. 5.

21. Родыгин В.Н. Теоретическое и экспериментальное исследование торцевого синхронного генератора с распределенными обмоточными структурами статора и ротора: Автореф. дис. на соиск. канд. техн. наук. — Новосибирск: НЭТИ, 1974.

22. Kosinski Z. Silnik indukcyjny z uownjmiernie rozlozonym uzwojeniem stajana. — Wiad elektrotechn., 1981, N 17—18.

23. Kosinski Z. Silnik asinchroniczny tarczowy z uzwojeniem modutowym rownoniemi roztozonym. — Wiadomosa Elektrotechn., 1983.

24. Ермолин Н.И., Жерихин И.П. Надежность электрических машин. — Л.: Энергия, 1976.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казанский В.М. Кризис и перспективы развития малых асинхронных двигателей. — Электричество, 1996, № 8.

2. Технология производства асинхронных двигателей (специальные процессы) / Под ред. В.Г. Костромина. — М.: Энергоатомиздат, 1981.

3. Кравчик А.Э., Пискунов С.В., Русаковский А.М. Новая серия стандартных асинхронных двигателей 5А. — Электротехника, 1996, № 6.

4. Казанский В.М., Шейнин А.М., Гусельников Э.М. Принципы построения обмоточных зон асинхронных электродви-

[29.10.98]

Автор: Казанский Василий Михайлович окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1949 г. В 1971 г. защитил докторскую диссертацию «Беспазовые электродвигатели малой мощности» в МЭИ. Профессор Новосибирского государственного технического университета.

Новые схемы трехфазных дробных обмоток электрических машин. Часть II*

ПОПОВ В.И.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+1/9$ и $2p=6$ полюсах формируются в $z=2(9b+1)$ пазах из $6p=18$ катушечных групп с концентрическими неравновитковыми катушками при группировке по (2) и для ее $(b+1)$ -катушечных групп наружная и внутренняя катушки содержат по $(1=x)w_k$ витков, а $z'=z-4x$; средний шаг катушек по пазам принимается равным $y_{п.ср}=3b-k$ при $k=0$ для $b=1$ и $k=1$ для $b=2$ и 3, а значение x выбирается в пределах $0,4 \div 0,5$.

Примеры выполнения обмоток при $q=b+1/9$ и $2p=6$ по такому алгоритму для значений $b=1$ и 2 показаны на рис. 6 и 7.

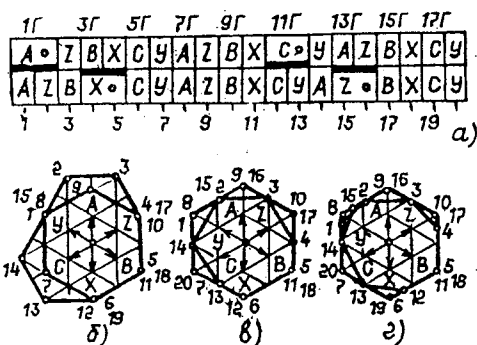


Рис. 6. Чередования по падам фазных зон (а) и многоугольники МДС (б—г) трехфазной несимметричной дробной обмотки с $p=3$, $q=10/9$, $z=20$

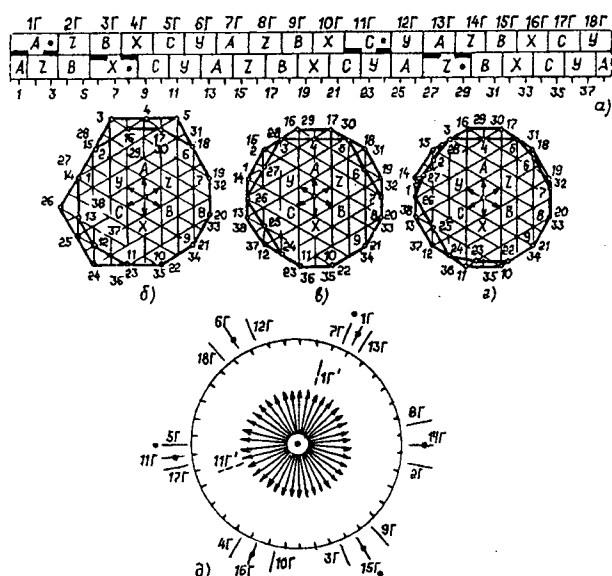


Рис. 7. Чередования по падам фазных зон (а), многоугольники МДС (б—г) и звезда пазовых ЭДС (д) трехфазной несимметричной дробной обмотки при $p=3$, $q=19/9$, $z=38$

* Окончание ч. II статьи. Начало см. в № 9, 1999 г. Нумерация формул, таблиц, рисунков и позиций в списке литературы продолжает таковую в предыдущем номере.

При $q=1+1/9$ ($b=1$, $c=1$, $N=10$) и $p=3$ обмотка имеет $z=2(9+1)=20$ пазов (рис. 6,а), группировку 211111111121111111 и шаги катушек по падам $y_{п1}=4$, 2 и $y_{п2}=3$ ($y_{п.ср}=3b=3$ при $\tau_{п1}=10/3$) для двух- и однокатушечных групп. Многоугольники МДС построены при одинаковом масштабе треугольной сетки для обмоток: исходной равновитковой при полном числе катушек (рис. 6,б), при выключенных катушках групп 1Г, 11Г (рис. 6,в), для неравновитковой при $x=0,5$ (рис. 6,г).

При $q=2+1/9$ ($N=19$) и $p=3$ обмотка (рис. 7,а) имеет $z=38$ пазов и группировку 322222222232222222 при шагах катушек $y_{п1}=7$, 5, 3 и 6, 4 ($y_{п.ср}=3b-1=5$ при $\tau_{п1}=19/3$) для трех- и двухкатушечных групп; ее многоугольники МДС построены на рис. 7,б—г по условиям рис. 6,б—г.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+1/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых ЭДС вида 7,д, содержащая (при $t=1$) z -лучевую звезду с углом сдвига соседних векторов $\alpha=360^\circ/z$ и соседних пазов $\alpha_{п1}=3\alpha$ при симметричном смещении осей фаз А и С относительно оси фазы В, по которой определяются:

$$\left. \begin{aligned} \Sigma E'_{к.г.А} &= E_{1г+7г+13г}; & \Sigma E''_{к.г.А} &= E_{4г+10г+16г}; \\ \Sigma E'_{к.г.В} &= E_{3г+9г+15г}; & \Sigma E''_{к.г.В} &= E_{6г+12г+18г}; \\ \Sigma E'_{к.г.С} &= E_{5г+11г+17г}; & \Sigma E''_{к.г.С} &= E_{2г+8г+14г}; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\varphi_{АС}^\circ = (6b+1)\alpha - 2\gamma_A^\circ; \quad \varphi_{AB}^\circ = \varphi_{BC}^\circ = (360^\circ - \varphi_{АС}^\circ)/2, \quad (10)$$

где углы $\gamma_A^\circ = \gamma_C^\circ$ определяются по (4), а значения фазных ЭДС — по (5) для фаз А, С и (6) для фазы В при угле α вместо $\alpha_{п1}$.

Для обмотки рис. 6,а при $\alpha=360^\circ/20=18^\circ$ по (9)—(10) вычисляются и сводятся в табл. 6 параметры:

для исходной равновитковой обмотки при полном числе катушек — $E_{фА}=E_{фС}=6,5576$; $E_{фВ}=5,7328$; $K_{об}=\Sigma E_{ф}/z=0,9424$; $\gamma_A^\circ=\gamma_C^\circ=3,9209$; $\varphi_{AB}^\circ=\varphi_{BC}^\circ=120,9209$; $\varphi_{АС}^\circ=118,1582$, тогда линейные напряжения равны: $a=E_{AB}=b=E_{BC}=10,7006$; $c=E_{CA}=11,2512$ и по [1]: $S=a+b+c=32,6524$; $A=(a^2+b^2+c^2)/6=59,2659$;

$B=\sqrt{3S(S-2a)(S-2b)(S-2c)}/6=59,1288$; $\Pi_{пр}=\sqrt{A+B}=10,8809$; $\Pi_{обр}=\sqrt{A-B}=0,3703$ и $K_{нес\%}=(\Pi_{обр}/\Pi_{пр})100=3,4$;

для равновитковой обмотки при выключенных

Таблица 6

Параметры при $q=b+1/9$	$z=20$		$z=38$		$z=56$	
	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$
$E_{\phi A}$	5,7328	5,8554	10,9025	11,0408	16,8214	16,9721
$E_{\phi B}$	5,7328	5,7328	10,9025	10,9025	16,8214	16,8214
$E_{\phi C}$	5,6622	5,8554	10,8658	11,0408	16,7947	16,9721
$K_{об}$	0,9515	0,9480	0,9075	0,9062	0,9340	0,9332
γ_A°	0	4,3920	0	2,3367	0	1,5922
γ_C°	18,00	4,3920	9,4737	2,3367	6,4286	1,5922
φ_{AB}	126,0000	121,3920	123,1580	120,7578	122,1428	120,5208
φ_{BC}	117,0000	121,3920	118,4210	120,7578	118,9286	120,5208
φ_{CA}	117,0000	117,2160	118,4210	118,4844	118,9286	118,9584
E_{AB}	10,2159	10,1055	19,1769	19,0757	29,4450	29,3426
E_{BC}	9,7159	10,1055	18,6996	19,0757	28,9541	29,3426
E_{CA}	9,7159	9,9966	18,6996	18,9755	28,9541	29,2411
$K_{нес\%}$	3,40	0,72	1,69	0,35	1,13	0,23
$\sigma_d\%$	12,04	10,94	3,37	3,02	—	—

катушках групп $1Г, 11Г — E_{\phi A}=E_{\phi B}=5,7328$; $E_{\phi C}=5,6622$; $K_{об}=\Sigma E_{\phi}/(z-2)=0,9515$; $\gamma_A^\circ=\gamma_B^\circ=0$; $\gamma_C^\circ=\alpha=18^\circ$; $\varphi_{AB}=126$; $\varphi_{BC}=\varphi_{CA}=117$; $E_{AB}=10,2159$; $E_{BC}=E_{CA}=9,7159$ и $K_{нес\%}=3,4$;

для неравновитковой обмотки (при $x=0,4$) — $E_{\phi A}=E_{\phi C}=5,8554$; $E_{\phi B}=5,7328$; $K_{об}=\Sigma E_{\phi}/(z-4x)=0,948$; $\gamma_A^\circ=\gamma_C^\circ=4,3920$; $\varphi_{AB}=\varphi_{BC}=121,3920$; $\varphi_{CA}=117,216$; $E_{AB}=E_{BC}=10,1055$; $E_{CA}=9,9966$ и $K_{нес\%}=0,72$, т.е. для неравновитковой обмотки рис. 6,а при $x=0,4$ коэффициент несимметрии $K_{нес\%}$ снижается в $3,4/0,72=4,7$ раза.

Из многоугольников МДС рис. 6,б и з значение R_d^2 равно

$$R_d^2 = (92 - 48x + 20x^2)/20, \quad (11)$$

откуда вычисляются: для исходной обмотки при полном числе катушек ($x=0$) — $R_d^2=92/20$, по [1] при $K_{об}=0,9424$ — $\sigma_d\%=15,02$; для обмотки с выключенными катушками групп $1Г, 11Г — R_d^2=74/20$, при $K_{об}=0,9515$ — $\sigma_d\%=12,04$; для неравновитковой обмотки (при $x=0,4$) — $R_d^2=76/20$ и при $K_{об}=0,948$ — $\sigma_d\%=10,94$, т.е. эффективность по коэффициенту σ_d неравновитковой обмотки рис. 6,а возрастает в $12,04/10,94=1,1$ раза.

Подобными расчетами определяются и сводятся в табл. 6 параметры обмотки с $q=2+1/9$ (рис. 7,а) при

$$R_d^2 = (524 - 124x + 32x^2)/38 \quad (12)$$

и обмотки с $q=3+1/9$ ($z=56$).

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+2/9$ и $2p=6$ полюсах формируются

в $z=2(9b+2)$ пазах при группировке по (2) и ее $(b+1)$ -катушечные группы ($1Г, 5Г, 10Г, 15Г$) содержат по $(1-x)w_k$ витков во внутренней катушке, а b -катушечные группы $3Г, 17Г$ содержат катушку с $(1+x)w_k$ витками и $z'=z-2x$; средний шаг катушек по пазам принимается равным $y_{п.ср}=3b-k$ при $k=0$ для $b=1, 2$ и $k=1$ для $b=3$, а значение x выбирается в пределах $0,4 \div 0,5$. Примеры выполнения по такому алгоритму обмоток при $q=b+2/9$ и $2p=6$ для значений $b=1$ и 2 показаны на рис. 8 и 9, где многоугольники МДС построены по условиям рис. 6,б–г.

При $q=1+2/9$ ($b=1, c=2, N=11$) и $p=3$ обмотка имеет $z=22$ паза по рис. 8,а группировку 211121111211112111, шаги катушек $y_{ш}=4, 2$ и $y_{п}=3$ ($y_{п.ср}=3b=3$ при $\tau_{п}=11/3$) для двух- и одно катушечных групп.

При $q=2+2/9$ ($N=20$) и $p=3$ обмотка (рис. 9,а) имеет $z=40$ пазов и группировку 3222322232223222 при шагах катушек $y_{ш}=8, 6, 4$ и $7, 5$ ($y_{п.ср}=3b=6$ при $\tau_{п}=20/3$) для трех- и двухкатушечных групп.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+2/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых

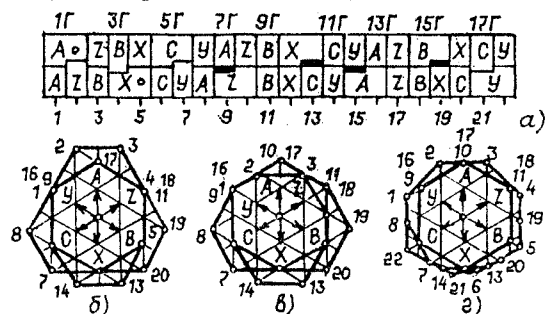


Рис. 8. То же, что на рис. 6, но при $q=11/9, z=22$

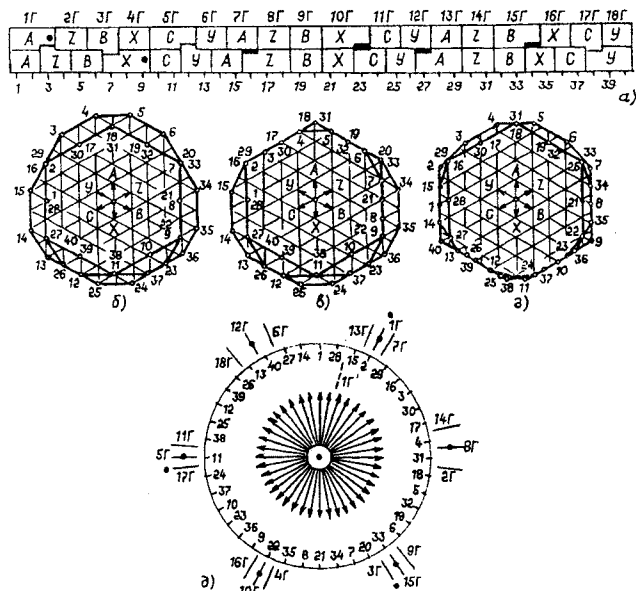


Рис. 9. То же, что и на рис. 7, но при $q=30/9, z=40$

ЭДС вида рис. 9,д, по которой определяются: ЭДС $\Sigma E'_{к.г}$ и $\Sigma E''_{к.г}$ фаз — по (9), углы $\gamma_B^\circ = \gamma_C^\circ$ — по (4), $\varphi_{AB}, \varphi_{BC}, \varphi_{CA}$ — по выражениям

$$\begin{aligned} \varphi_{BC}^\circ &= (6b+2)\alpha - 2\gamma_B^\circ; \\ \varphi_{AB}^\circ &= \varphi_{CA}^\circ = (360^\circ - \varphi_{BC}^\circ)/2, \end{aligned} \tag{13}$$

а значения фазных ЭДС — по (5) для фазы А и по (6) для фаз В, С.

Расчеты параметров обмоток с $q=b+2/9$ при $b=1, 2, 3$, выполняемые подобно обмоткам с $q=b+1/9$, сводятся в табл. 7: для $q=1+2/9$ по рис. 8,а, а при $z=22, \alpha=360^\circ/22$ и значении R_D^2 по рис. 8,з

$$R_D^2 = (112 - 24x + 14x^2)/22; \tag{14}$$

для $q=2+2/9$ (рис. 9,а) при $\alpha=9^\circ$ и значении R_D^2 по рис. 9,б—г

$$R_D^2 = (664 - 72x + 26x^2)/40; \tag{15}$$

для $q=3+2/9$ ($z=58$) при угле $\alpha=360^\circ/58$.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+4/9$ и $2p=6$ полюсах формируются в $z=2(9b+4)$ пазах при группировке по (2) и катушечные группы 10Г, 14Г содержат по $(1-x)w_k$ витков в наружной катушке, а $z'=z-2x$; средний шаг катушек по пазам принимается равным $y_{п.ср}=3b+k$ при $k=-1$ для $b=1, k=0$ для $b=2, k=1$ для $b=3$, а значение x выбирается в пределах 0,5÷0,6. Многоугольники МДС для этих обмоток построены по условиям рис. 6,б—г.

При $q=1+4/9$ ($b=1, c=4, N=13$), $p=3$ обмотка имеет $z=26$ пазов, группировку 212121211212121121, шаги катушек $y_{п1}=5, 3$ и $y_{п2}=4$ ($y_{п.ср}=3b+1=4$ при $\tau_{п1}=13/3$) для групп двух- и одно катушечных.

При $q=2+4/9$ ($N=22$) и $p=3$ обмотка имеет $z=44$ паза и группировку 323232322323232232 при шагах катушек $y_{п1}=8, 6, 4$ и 7, 5 ($y_{п.ср}=3b=6$ при $\tau_{п1}=22/3$) для трех- и двухкатушечных групп.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+4/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых ЭДС, по которой определяются: ЭДС $\Sigma E'_{к.г}$ и $\Sigma E''_{к.г}$ фаз — по (9), углы $\gamma_A^\circ = \gamma_C^\circ$ — по (4), $\varphi_{AB}, \varphi_{BC}, \varphi_{CA}$ — по выражениям

$$\begin{aligned} \varphi_{CA}^\circ &= (6b+3)\alpha - 2\gamma_A^\circ; \\ \varphi_{AB}^\circ &= \varphi_{BC}^\circ = (360^\circ - \varphi_{CA}^\circ)/2, \end{aligned} \tag{16}$$

а значения фазных ЭДС — по (5) для фаз А и С, по (6) для фазы В.

Расчеты параметров обмоток сведены в табл. 8.

Таблица 7

Параметры при $q=b+2/9$	$z=22$		$z=40$		$z=58$	
	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$
$E_{фА}$	6,4296	6,6855	12,2832	12,5078	17,5059	17,7706
$E_{фВ}$	6,4296	6,5107	12,2832	12,3290	17,5059	17,6009
$E_{фС}$	6,4296	6,5107	12,2832	12,3290	17,5059	17,6009
$K_{об}$	0,9185	0,9296	0,9449	0,9481	0,9214	0,9261
γ_B°	3,5542	3,9916	2,0921	2,2191	1,4773	1,5373
φ_{AB}°	121,6538	118,5370	121,1840	119,2191	120,8857	119,4684
φ_{BC}°	123,8008	122,9260	121,8160	121,5618	121,1832	121,0632
φ_{CA}°	114,5454	118,5370	117,0000	119,2191	117,9311	119,4684
E_{AB}	11,2280	11,3434	21,4009	21,5244	30,4555	30,5504
E_{BC}	11,3435	11,4394	21,4671	21,5205	30,5002	30,6476
E_{CA}	10,8178	11,3434	20,9463	21,4244	30,0000	30,5504
$K_{нес}\%$	2,86	0,56	1,53	0,30	1,05	0,21
$\sigma_D\%$	11,78	8,79	3,85	2,79	—	—

Таблица 8

Параметры при $q=b+4/9$	$z=26$		$z=44$		$z=62$	
	$x=0$	$x=0,55$	$x=0$	$x=0,55$	$x=0$	$x=0,6$
$E_{\phi A}$	7,6547	7,9577	12,8915	13,1645	17,9704	18,1761
$E_{\phi B}$	7,6547	7,6547	12,8915	12,8915	17,9704	17,9704
$E_{\phi C}$	7,5989	7,9577	12,8587	13,1645	17,9473	18,1761
$K_{об}$	0,9545	0,9466	0,9200	0,9142	0,8981	0,8935
γ_A°	0	2,8594	0	1,8410	0	1,3394
φ_{AB}°	124,6154	120,5517	122,7272	120,4690	121,9354	120,3716
φ_{BC}°	117,6923	120,5517	118,6364	120,4690	119,0323	120,3716
φ_{CA}°	117,6923	118,8966	118,6364	119,0620	119,0323	119,2568
E_{AB}	13,5558	13,5590	22,6292	22,6187	31,4247	31,3624
E_{BC}	13,0538	13,5590	22,1455	22,6187	30,9529	31,3624
E_{CA}	13,0538	13,7059	22,1455	22,6931	30,9529	31,3634
$K_{нес\%}$	2,55	0,71	1,45	0,22	1,01	0
$\sigma_{д\%}$	10,67	8,55	3,29	2,80	—	—

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+5/9$ и $2p=6$ полюсах формируются в $z=2(9b+5)$ пазах при группировке по (2) и ее катушечные группы $1Г$, $13Г$ содержат по $(1-x)w_k$ витков во внутренней катушке, при этом $z'=z-2x$; средний шаг катушек принимается равным $y_{п.ср}=3b+k=3$ при $k=1$ для $b=1$ и $k=0$ для $b=2$ и 3 , а значение x выбирается в пределах $0,4 \div 0,5$. Многоугольники МДС построены по условиям рис. 6,б–г.

При $q=1+5/9$ ($b=1$, $c=5$, $N=14$), $p=3$ обмотка имеет $z=28$ пазов, группировку 22121212122122121, шаги катушек $y_{пi}=5$, 3 и $y_{п}=4$ ($y_{п.ср}=3b+1=4$ при $\tau_{п}=14/3$) для групп двух- и однокатушечных.

При $q=2+5/9$ ($N=23$) и $p=3$ обмотка имеет $z=46$ пазов, группировку 332323232323232 и шаги катушек $y_{пi}=8$, 6 , 4 и 7 , 5 ($y_{п.ср}=3b=6$ при $\tau_{п}=23/3$) для трех- и двухкатушечных групп.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+5/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых

ЭДС, по которой определяются: ЭДС $\Sigma E'_{к.г}$ и $\Sigma E''_{к.г}$ фаз — по (9), углы $\gamma_B^\circ=\gamma_C^\circ$ — по (4) φ_{AB}° , φ_{BC}° , φ_{CA}° — по выражениям

$$\begin{aligned}\varphi_{BC}^\circ &= (6b+4)\alpha - 2\gamma_B^\circ; \\ \varphi_{AB}^\circ &= \varphi_{CA}^\circ = (360^\circ - \varphi_{BC}^\circ)/2.\end{aligned}\quad (17)$$

Расчеты параметров обмоток с $q=b+5/9$ при $b=1, 2, 3$, выполняемые подобно обмоткам с $q=b+1/9$, сведены в табл. 9.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+7/9$ и $2p=6$ полюсах формируются в $z=2(9b+7)$ пазах при группировке по (2) и ее катушечные группы $2Г$, $3Г$, $7Г$, $11Г$, $15Г$, $16Г$ содержат по $(1-x)w_k$ витков во внутренней катушке, а группы $5Г$, $9Г$, $13Г$, $18Г$ — по $(1+x)w_k$ витков в наружной катушке, при этом $z'=z-2x$; средний шаг катушек принимается равным $y_{п.ср}=3b+k=3$ при $k=1$ для $b=1$, $k=0$ для $b=2$ и 3 , а значение x выбирается в пределах $0,4 \div 0,5$. Многоугольники МДС построены для обмоток исходной равновитковой и неравновит-

Таблица 9

Параметры при $q=b+5/9$	$z=28$		$z=46$		$z=64$	
	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$
$E_{\phi A}$	8,3976	8,5922	13,5187	13,7651	19,4767	19,7092
$E_{\phi B}$	8,3976	8,3976	13,5187	13,5187	19,4767	19,4767
$E_{\phi C}$	8,3976	8,3976	13,5187	13,5187	19,4767	19,4767
$K_{об}$	0,9331	0,9334	0,9012	0,9027	0,9275	0,9282
γ_B°	2,8873	2,8873	1,8376	1,8376	1,3453	1,3453
φ_{AB}°	115,7143	118,6016	117,3913	119,2289	118,1250	119,4703
φ_{BC}°	122,7967	122,7968	121,5422	121,4422	121,0594	121,0594
φ_{CA}°	121,4890	118,6016	121,0665	119,2289	120,8156	119,4703
E_{AB}	14,2209	14,6092	23,1013	23,5365	33,4115	33,8453
E_{BC}	14,7457	14,7457	23,5949	23,5949	33,9133	33,9133
E_{CA}	14,6530	14,6092	23,5399	23,5365	33,8724	33,8453
$K_{нес\%}$	2,31	0,58	1,33	0,17	0,95	0,14
$\sigma_{д\%}$	5,57	5,40	—	—	—	—

ковой (6).

При $q=1+7/9$ ($b=1$, $c=7$, $N=16$), $p=3$ обмотка имеет $z=32$ паза группировку 22221222122212221 и шаги катушек $y_{\text{ш}}=5$, 3 и $y_{\text{п}}=4$ ($y_{\text{п.ср}}=3b+1=4$ при $\tau_{\text{п}}=16/3$ групп двух- и однокатушечных).

При $q=2+7/9$ ($N=25$) и $p=3$ обмотка имеет $z=50$ пазов, группировку 333323332333233332 и шаги катушек $y_{\text{ш}}=8$, 6, 4 и 7, 5 ($y_{\text{п.ср}}=3b=6$ при $\tau_{\text{п}}=23/3$) для трех- и двухкатушечных групп.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+7/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых ЭДС, по которой определяются: ЭДС $\Sigma E'_{\text{к.г}}$ и $\Sigma E''_{\text{к.г}}$ — по (9), углы $\gamma_A^\circ=\gamma_C^\circ$ — по (4), φ_{AB}° , φ_{BC}° , φ_{CA}° по выражениям

$$\varphi_{CA}^\circ = (6b+5)\alpha - 2\gamma_A^\circ;$$

$$\varphi_{AB}^\circ = \varphi_{BC}^\circ = (360^\circ - \varphi_{CA}^\circ)/2,$$

а значения фазных ЭДС — по (5) для фаз A, C и по (6) для фазы B.

Расчеты параметров обмоток с $q=b+7/9$ при $b=1$, 2, 3, выполняемые подобно обмоткам с $q=b+1/9$, сведены в табл. 10.

Трехфазные несимметричные дробные обмотки при $q=b+8/9$ и $2p=6$ полюсах формируются в $z=2(9b+8)$ пазах при группировке по (2) и катушечные группы 6Г, 18Г содержат по $(1-x)w_{\text{к}}$ витков во внутренней катушке, при этом $z'=z-2x$; средний шаг катушек принимается равным $y_{\text{п.ср}}=3b+k$ при $k=1$ для $b=1$ и 2, $k=0$ для $b=3$ и значение x выбирается в пределах $0,4 \div 0,5$.

При $q=1+8/9$ ($b=1$, $c=8$, $N=17$), $p=3$ обмотка имеет $z=34$ паза, группировку 222222212222222122, шаги катушек $y_{\text{ш}}=5$, 3 и $y_{\text{п}}=4$ ($y_{\text{п.ср}}=3b+1=4$ при $\tau_{\text{п}}=17/3$) для групп двух- и однокатушечных; многоугольники строятся по условиям рис. 6,б–г.

При $q=2+8/9$ ($N=26$) и $p=3$ обмотка имеет $z=52$ паза, группировку 333333323333333233,

шаги катушек $y_{\text{ш}}=9$, 7, 5 и 8, 6 ($y_{\text{п.ср}}=3b+1=7$ при $\tau_{\text{п}}=26/3$) для трех- и двухкатушечных групп; многоугольники МДС строятся для обмоток исходной равновитковой, с выключенной катушкой группы 18Г и неравновитковой.

Трехфазным несимметричным обмоткам при $q=b+8/9$ и $2p=6$ соответствует звезда пазовых ЭДС, по которой определяются ЭДС и углы.

Расчеты параметров обмоток с $q=b+8/9$ при $b=1$, 2, 3, выполняемые подобно обмоткам с $q=b+1/9$, сведены в табл. 11.

Сравнение электромагнитных параметров трехфазных несимметричных неравновитковых обмоток при целом числе $z/3$ и $2p=6$ с равновитковыми ($x=0$) показано в табл. 12 (в порядке возрастания чисел пазов z), где приведены показатели эффективности по степени снижения коэффициентов несимметрии $K_{\text{нес}\%}$ и дифференциального рассеяния $\sigma_{\text{д}\%}$.

По табл. 5 и 12 видны снижения коэффициента дифференциального рассеяния $\sigma_{\text{д}\%}$ на $15 \div 30\%$ практически для всех исследованных обмоток и коэффициента несимметрии линейных напряжений $K_{\text{нес}\%}$ в $4 \div 10$ раз, что приближает электромагнитные свойства таких несимметричных обмоток к симметричным.

Для некоторых схем обмоток, показанных в табл. 5 и 12 жирным шрифтом, коэффициент несимметрии $K_{\text{нес}\%}$ напряжений снижается до нуля.

Такие несимметричные обмотки с неравновитковыми катушками получают практически симметричными по линейным напряжениям.

Высокая степень эффективности исследованных трехфазных несимметричных дробных обмоток показывает целесообразность их практического применения в электромашиностроении для трехфазных электрических машин переменного тока единых и специализированных серий, их модификаций с фазным ротором и контактными

Таблица 10

Параметры при $q=b+7/9$	$z=32$		$z=50$		$z=68$	
	$x=0$	$x=0,5$	$x=0$	$x=0,5$	$x=0$	$x=0,55$
$E_{\text{фA}}$	8,8865	9,3576	13,8844	14,4562	19,9803	20,5011
$E_{\text{фB}}$	8,8865	9,0411	13,8844	14,1698	19,9803	20,2112
$E_{\text{фC}}$	8,8865	9,3576	13,8844	14,4562	19,9803	20,5011
$K_{\text{об}}$	0,8887	0,8954	0,8678	0,8792	0,9082	0,9150
γ_A°	0	2,9451	0	1,8485	0	1,3490
φ_{AB}°	123,7500	121,0700	122,4000	120,6485	121,7646	120,4667
φ_{BC}°	118,1250	121,0700	118,8000	118,7030	119,1177	119,0666
φ_{CA}°	118,1250	117,8600	118,8000	118,7030	119,1177	119,0666
E_{AB}	15,6744	16,0197	24,3340	24,8719	34,9105	35,3422
E_{BC}	15,2444	16,0197	23,9018	24,8719	34,4520	35,3422
E_{CA}	15,2444	16,0303	23,9018	24,8737	34,4520	35,3380
$K_{\text{нес}\%}$	2,03	0	1,27	0	0,89	0
$\sigma_{\text{д}\%}$	5,24	4,13	2,26	1,80	—	—

Таблица 11

Параметры при $q=b+8/9$	$z=34$		$z=52$		$z=70$	
	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$	$x=0$	$x=0,4$
$E_{\phi A}$	9,4218	9,4218	15,5216	15,5216	20,5866	20,5866
$E_{\phi B}$	9,4218	9,6335	15,5216	15,7354	20,5866	20,8303
$E_{\phi C}$	9,4218	9,4218	15,5216	15,5216	20,5866	20,5866
$K_{об}$	0,8565	0,8577	0,9130	0,9136	0,8951	0,8960
γ_A	2,4272	2,4272	1,6380	1,6380	1,2349	1,2349
φ_{AB}	121,3250	118,8978	120,9683	119,3303	120,7555	119,5206
φ_{BC}	116,4706	118,8978	117,6923	119,3303	118,2857	119,5206
φ_{CA}	122,2044	122,2044	121,3394	121,3394	120,9588	120,9588
E_{AB}	16,4269	16,4103	7,0144	26,9778	35,7920	35,7814
E_{BC}	16,0212	16,4103	26,5662	26,9778	35,3451	35,7814
E_{CA}	14,4973	16,4973	27,0638	27,0638	35,8281	35,8281
$K_{нес\%}$	1,81	0,35	1,18	0,21	0,87	0,09
$\sigma_{д\%}$	5,62	5,20	—	—	—	—

Таблица 12

z	q ($2p=6$)	Равновитковые ($x=0$)			Неравновитковые			Эффективность по		
		$K_{об}$	$K_{нес\%}$	$\sigma_{д\%}$	x	$K_{об}$	$K_{нес\%}$	$\sigma_{д\%}$	$K_{нес\%}$	$\sigma_{д\%}$
20	10/9	0,9515	3,40	12,04	0,4	0,9480	0,72	10,94	4,7	1,10
22	11/9	0,9185	2,86	11,78	0,4	0,9296	0,56	8,99	5,1	1,34
26	13/9	0,9545	2,55	10,67	0,55	0,9466	0,71	8,55	3,6	1,25
28	14/9	0,9331	2,31	5,57	0,4	0,9334	0,58	5,40	4,0	1,03
32	16/9	0,8887	2,03	5,24	0,5	0,8954	0	4,13	—	1,27
34	17/9	0,8565	1,81	5,62	0,4	0,8577	0,35	5,20	5,2	1,08
38	19/9	0,9075	1,69	3,37	0,4	0,9062	0,35	3,02	4,8	1,12
40	20/9	0,9449	1,53	3,85	0,4	0,9481	0,30	2,79	5,1	1,38
44	22/9	0,9200	1,45	3,29	0,55	0,9142	0,22	2,80	6,6	1,18
46	23/9	0,9012	1,33	—	0,4	0,9027	0,17	—	7,8	—
50	25/9	0,8678	1,27	2,26	0,5	0,8792	0	1,80	—	1,26
52	26/9	0,9130	1,18	—	0,4	0,9136	0,21	—	5,6	—
56	28/9	0,9340	1,13	—	0,4	0,9332	0,23	—	4,9	—
58	29/9	0,9214	1,05	—	0,4	0,9261	0,21	—	5,0	—
62	31/9	0,8981	1,01	—	0,6	0,8935	0	—	—	—
64	32/9	0,9275	0,95	—	0,4	0,9285	0,14	—	6,8	—
68	34/9	0,9082	0,89	—	0,55	0,9150	0	—	—	—
70	35/9	0,8951	0,87	—	0,4	0,8960	0,09	—	9,7	—

кольцами мощностью до 200 кВт [3—5, 8]. По технологии изготовления предложенные обмотки существенно не отличаются от известных дробных обмоток с мягкими катушками из круглого обмоточного провода. Применение таких трехфазных несимметричных дробных обмоток, например на фазном роторе асинхронных машин, позволяет заметно улучшать их энергетические и виброакустические показатели из-за улучшения гармонического состава МДС и существенного снижения несимметрии линейных напряжений. При этом используются роторные сердечники асинхронных короткозамкнутых машин, что упрощает производство, так как отпадает необходимость изготовления специальных штампов для фазных роторов с контактными кольцами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

3. Кравчик А.Э. и др. Асинхронные двигатели серии 4А: — М.: Энергоиздат, 1982.
4. Унифицированная серия асинхронных двигателей Ин-терэлектро / Под ред. В.И. Радина. — М.: Энергоатомиздат,

1990.

5. Проектирование электрических машин: Учебник. — В 2-х кн. / Под ред. И.П. Копылова. — М.: Энергоатомиздат, 1992.

6. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока (основы теории и расчетов). — Н.Новгород: Изд-во ВПИИ, 1995.

7. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных электромашинных обмоток. — Электричество, 1996, № 10.

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

[23.04.98]

Автор: Попов Виктор Иванович окончил электротехнический факультет Ереванского политехнического института в 1962 г. Защитил докторскую диссертацию в Московском энергетическом институте в 1986 г. по электромашинным преобразователям энергии с совмещенными обмотками. Главный научный сотрудник и руководитель НИЛЭлектромеханики Волжского государственного инженерно-педагогического института (Нижний Новгород), научный консультант ОАО «Ярославский электромашиностроительный завод».

Математическая модель группы параллельных тиристоров сильноточного преобразователя

ГОЛЬДШТЕЙН М.Е., КОРОВИН Ю.В.

На базе экспериментальных исследований вольт-амперных характеристик тиристоров и особенностей распространения в них включенного состояния (РВС) при их параллельной работе сформирована математическая модель группы параллельных тиристоров, учитывающая влияние этих процессов на распределение нагрузки между ними. Результаты имитационных испытаний сильноточных преобразователей позволяют при выборе числа параллельных тиристоров и разработке конструкции токоведущих частей принимать целенаправленные решения по снижению влияния процесса РВС на неравномерность загрузки полупроводниковых приборов.

Ключевые слова: сильноточный преобразователь, параллельные тиристоры, распространение включенного состояния, математическая модель

В сильноточных преобразовательных устройствах (ПУ) применяется параллельное соединение полупроводниковых вентилей. Электромагнитная асимметрия конструкции токоведущих частей ПУ по отношению к отдельным параллельным ветвям и технологический разброс параметров элементов ветвей (вентилей, охладителей, предохранителей и др.) сказываются на распределении их нагрузок (токов, мощностей потерь в вентильях, температур их полупроводниковых структур). Влияние большинства факторов на нагрузки элементов в рабочих и аварийных режимах преобразователей достаточно изучено [1–5]. Для выравнивания нагрузок широко применяются индуктивные делители токов (ИДТ).

Стремление создать ПУ без ИДТ выявило существенное влияние процессов распространения включенного состояния (РВС) в параллельных тиристорах на распределение нагрузок между ними [5, 6]. Время РВС для тиристоров с диаметром полупроводниковых структур 50–100 мм может достигать нескольких миллисекунд [7, 8], составляя существенную долю от интервала проводимости вентилей даже в низкочастотных ПУ. Известные работы, например [6–9], не позволяют получить полное представление о степени влияния и средствах снижения процессов РВС на загрузку параллельных тиристоров. Эта задача решена нами при анализе результатов имитационных испытаний групп параллельных вентилей. Предварительно проведены экспериментальные исследования и разработана математическая модель группы на интервале РВС в ее тиристорах.

On the basis of experimental investigations of volt-ampere characteristics of thyristors and peculiarities of plasma spreading (PS) in them under parallel operation of thyristors a mathematical model of a group of thyristors operating in parallel has been developed. The model takes into account the influence of the above mentioned processes on a distribution of a load between them. The results of simulation tests of heavy-current converters make it possible to take the correct decisions on reducing the influence of the PS process on an uneven load of semiconductors when choosing a number of parallel thyristors and when designing constructions of current-carrying parts.

Key words: heavy-current converter, parallel thyristors, plasma spreading process, mathematical model

1. Экспериментальные исследования. Осциллограммы вольт-амперных характеристик (ВАХ) 130 низкочастотных тиристоров разных типов с номинальными токами 630–1600 А показали, что у образцов даже с одинаковыми статическими участками ВАХ переходные участки, соответствующие процессу РВС, могут значительно отличаться (рис. 1). При испытаниях импульсы токов управления тиристоров формировались блоками заводского исполнения, обеспечивающими амплитуду не менее 1 А и крутизну переднего фронта не менее 1 А/мкс. Значения средних за период токов тиристоров в различных опытах лежали в пределах 13–50% номинальных значений, а скорости их нарастания составляли 0,1–5 А/мкс.

Напряжение на тиристоре во время РВС определяется двумя факторами. Оно падает из-за

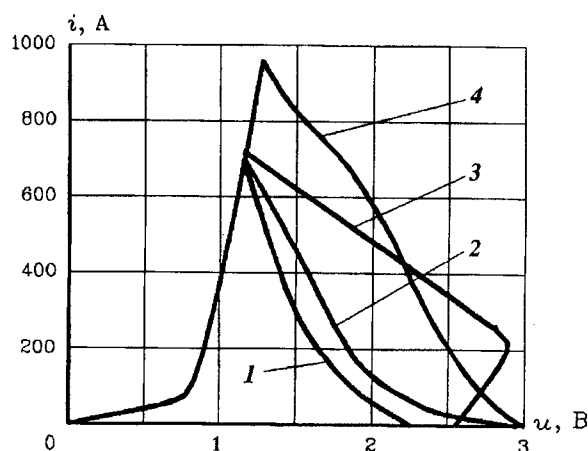


Рис. 1. Характерные ВАХ низкочастотных высоковольтных силовых тиристоров

увеличения площади включенной структуры и возрастает из-за роста анодного тока. В зависимости от того, какой из этих процессов преобладает, ВАХ на этапе РВС имеет либо только отрицательное динамическое сопротивление (кривые 1, 2, 4 на рис. 1), либо на переходной части ВАХ появляется участок с положительным сопротивлением (3). Вольт-амперные характеристики, подобные приведенным на рис. 1, встречались у вентилях как с центральным, так и с разветвленным (в форме трехлучевой звезды у тиристорных Т173-1250, Т173-1600) управляющими электродами. При параллельном включении таких тиристорных с приборами, у которых ВАХ на этапе РВС имеет только отрицательное динамическое сопротивление, процесс РВС у первых может даже блокироваться.

Появление на ВАХ дополнительных участков с положительными динамическими сопротивлениями вызвано замедлением РВС на неоднородных областях в полупроводниковой структуре. Локальные значения плотностей тока, необходимые для включения этих областей, оказываются больше плотности тока в уже включенной части структуры. В результате процесс включения неоднороден [10]. Это подтверждают ВАХ, снятые при очень медленном нарастании анодного тока. Переходный участок таких ВАХ — вертикальный, но не гладкий, а в виде «пилы» (с участками с положительным и динамическими сопротивлениями), каждый зубец которой свидетельствует о преодолении локального дефекта.

При параллельном включении тиристорных с разной интенсивностью процесса РВС больший ток берет тот тиристор, в котором РВС идет быстрее. При этом из-за перераспределения токов параллельных тиристорных изменяются условия РВС в них. В группе из двух тиристорных с ВАХ 1 и 2 со среднеарифметическим током 340 А при среднем за период небалансе тока, вызванном процессами РВС ($\Delta I_{РВС}$), в 5%, его мгновенное значение достигает 80%. Заметим, что ВАХ тиристорных 1—4 (рис. 1) имеют одинаковые статические и существенно различающиеся переходные участки. У тиристора с ВАХ 4 наибольшее время распространения. Процесс РВС в нем при одиночной работе заканчивается лишь к моменту достижения анодным током амплитудного значения (рис. 1). При его параллельном включении с тиристором с ВАХ 1 небаланс тока $\Delta I_{РВС}$ достигает 9%. При этом в начале интервала проводимости тиристор с ВАХ 4 практически не берет ток.

Наличие «пальца» на переходной ветви ВАХ 3 (рис. 1) привело к тому, что при параллельной работе этого тиристора с тиристором с ВАХ 1 он, находясь во включенном состоянии, не брал

ток в течение всего интервала проводимости. Тиристоры с явно замедленным процессом РВС, имеющие на переходных ВАХ участки с положительным динамическим сопротивлением, являются непригодными для параллельной работы в группах без ИДТ. Следует заметить, что наблюдались отдельные случаи, когда не брали ток параллельные тиристоры, ВАХ которых при одиночной работе не имели таких участков.

Процесс РВС сильнее влияет на распределение токов между параллельными тиристорными при уменьшении амплитуд и скоростей нарастания рабочих токов. Поэтому влияние существенно в низкочастотных преобразователях с естественной коммутацией и неинтенсивным охлаждением (воздушным и односторонним водяным), где допустимые загрузки тиристорных по току в длительных режимах не превышают 50% номинальных величин, а скорости нарастания их токов не превышают 5 А/мкс.

Обобщение результатов экспериментальных исследований показало, что по характеру влияния процесса РВС на распределение нагрузки в группах параллельных тиристорных можно все группы разделить на три вида. В одних из них РВС у одного или нескольких тиристорных блокируется на начальной стадии, в результате чего эти тиристоры практически не берут ток при параллельном соединении. В основном это тиристоры, у которых ВАХ, полученные в режиме одиночной работы, имеют участки с положительным динамическим сопротивлением. В других группах у одного или нескольких тиристорных РВС затягивается до конца проводящего интервала либо вообще не успевает закончиться. В ряде опытов значение небаланса тока $\Delta I_{РВС}$ в таких группах достигало 40% (рис. 2). Третьи группы составляют только такие тиристоры, у которых РВС завершается в первой половине интервала проводимости. В этих группах $\Delta I_{РВС}$ не превышает 10%.

Вероятностно-статистический анализ параметров партий тиристорных Т253-1000, Т353-800, Е173-1250 и Т173-1600 показал, что число при-

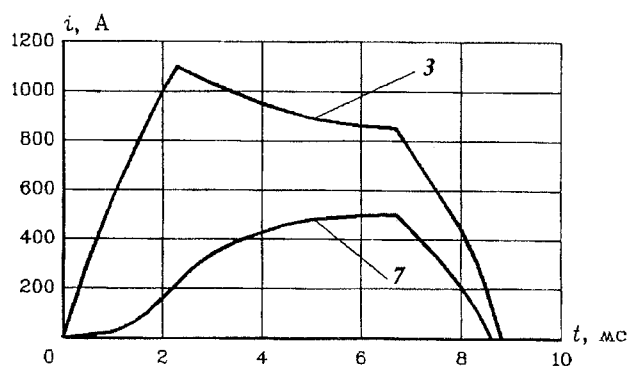


Рис. 2. Осциллограммы токов включенных параллельно тиристорных типа Т173-1250-28 № 7 и № 3: $I_7 = 120$ А, $I_3 = 325$ А, $di/dt = 0,6$ А/мкс, $\Delta I_{РВС} = 37\%$

боров, приводящих к появлению групп первого и второго видов, не превышает 15%. Поэтому их целесообразно отбраковать на этапе заводских испытаний ПУ. Это, в частности, подтвердили испытания партии преобразователей типов ТПВ-8000/24 для электротехнологии и В-ТПП (на токи до 8000 А) для серии систем возбуждения синхронных генераторов. Возможна и отбраковка тиристоров на этапе комплектования ими ПУ [11]. При этом в параллельные ветви устанавливаются приборы с нормируемым разбросом параметров, характеризующих процесс РВС и измеренных при скоростях нарастания анодного тока не более 0,1 А/мс. В результате в ПУ окажутся только группы третьего вида.

2. Математическая модель тиристора на интервале процесса РВС. Учитывая, что динамическое сопротивление тиристора при РВС обратно пропорционально площади структуры, находящейся во включенном состоянии [9, 12], напряжение на нем

$$u_T(t) = U_{To} + r_T(S_{\Pi}/S(t))i_T(t), \quad (1)$$

где U_{To} и r_T — пороговое напряжение и динамическое сопротивление тиристора с завершившимся процессом РВС; $i_T(t)$ — ток тиристора; S_{Π} и $S(t)$ — соответственно площади его полностью включенной полупроводниковой структуры и области, включенной в момент времени t . Характерно, что по завершению в тиристоре РВС выражение (1) автоматически переходит в обычно используемое при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ полностью включенных вентилях.

Величину $S(t)$ можно определить как для тиристорov с центральным управляющим электродом [9, 12], так и электродом в виде трехлучевой звезды (в последнем случае выражения для расчета $S(t)$ получены при разработке рассматриваемой модели), зная скорость РВС — V_{sp} и принимая ее неизменной в течение всего процесса РВС. Эта скорость существенно зависит от плотности анодного тока j_a [13], и на нее практически не оказывает влияния температура полупроводниковой структуры [14]. Для низкочастотных высоковольтных тиристорov таблеточной конструкции с большим диаметром кремниевой шайбы [10, 14]

$$V_{sp} = K_v(j_a - j_0)^{1/n}, \quad (2)$$

где K_v — коэффициент, определяемый с помощью лабораторных измерений; $n \approx 3$ [13]; j_0 — критическая плотность анодного тока.

Чтобы в группах параллельных тиристорov можно было изучать влияние технологического разброса их параметров, характеризующих процесс РВС, на неравномерность их загрузки, в

последующем в модели группы учитывается различие в значениях критических плотностей тока отдельных тиристорov. Это, в частности, позволяет изучать ситуации, когда процесс РВС в тиристорах блокируется (при $j_a \leq j_0$). Специально для этого были разработаны сравнительно простые и достаточно точные способы косвенного определения критической плотности тока тиристорov с помощью электрических сигналов, измеренных на их выводах. Значения j_0 у партии тиристорov Т173-1600-28 оказались в диапазоне 6—30,5 А/см², а у Т173-1250-28 — 6÷80 А/см².

Коэффициент K_v найден при совместном решении двух уравнений: одного для площади включенной области структуры, определяемой через скорость РВС, и другого для площади, полученной по выражению (1):

$$S(t) = r_T S_{\Pi} i_T(t) / (u_T(t) - U_{To}). \quad (3)$$

При этом все время РВС разбивается на интервалы Δt (от нескольких микросекунд до нескольких десятков микросекунд в зависимости от требуемой точности) и принимается, что на каждом из них скорость $V_{sp}(t)$ не меняется и равняется среднему для интервала значению $\bar{V}_{sp}(t, \Delta t)$. Подставив в левую часть уравнения (3) выражение $S(t)$ через $V_{sp}(t)$, можно определить величины $\bar{V}_{sp}(t, \Delta t)$, а вычислив для каждого из интервалов плотность анодного тока $j_a(t) = i_T(t)/S(t)$, установить соответствие между величинами V_{sp} и j_a . Затем, используя измеренные значения критической плотности тока, с помощью методов построения регрессионных зависимостей находится искомое значение коэффициента K_v для конкретного тиристора.

В таблице приводятся значения коэффициента K_v , полученные при обработке экспериментальных ВАХ с использованием формул (1)—(3) для нескольких партий тиристорov разных типов. Характеристики сняты при трапециoidalной форме кривой анодного тока со скоростью нарастания на фронте 2,3—2,5 А/мкс и амплитудой 1200—1600 А. Здесь же даны соответствующие диапазоны расчетных значений плотностей анодного тока во включенных областях структуры и скоростей РВС, укладывающихся в диапазон $(1-10) \cdot 10^{-3}$ см/мкс. Эти данные достаточно хорошо согласуются с приводимыми в различных источниках. Наименьшие значения V_{sp} и K_v наблюдались у тиристорov Т353-800, имеющих 32 класс. Это согласуется с отмечавшимся в [10] снижением скорости РВС при увеличении класса тиристорov.

Для проверки достоверности полученных значений коэффициента K_v и адекватности модели реальному развитию процесса РВС в тиристорах

буждения турбо-и гидрогенераторов производства АО «Электросила». Они выполнены в виде набора параллельных модулей [15, 16], укомплектованных тиристорами типов Т273-1250 или Т173-1600 с охладителями на базе тепловых труб. Каждый модуль собран по трехфазной мостовой схеме с одним тиристором в плече. Особенности влияния процесса РВС в параллельных тиристорах на распределение нагрузки между ними исследованы на преобразователе типа В-ТПП-2000, состоящем из двух модулей. Изменение нагрузок в зависимости от числа параллельных тиристоров учитывается в последующем. Ток преобразователя В-ТПП-2000 в длительном режиме 2000 А, а в режиме кратковременной нагрузки — 4000 А. Скорость нарастания прямого тока группы в длительном режиме при угле регулирования 63° составляет 4,7 А/мкс. В качестве изучаемых величин рассмотрены небалансы тока $\Delta I_{\text{РВС}}$ и средней мощности потерь $\Delta P_{\text{РВС}}$ в параллельных тиристорах, вызванные различием параметров процесса РВС в них. Типичные результаты исследований влияния различных факторов на эти величины для группы из двух тиристоров Т253-1250 приводятся на рис. 3–5.

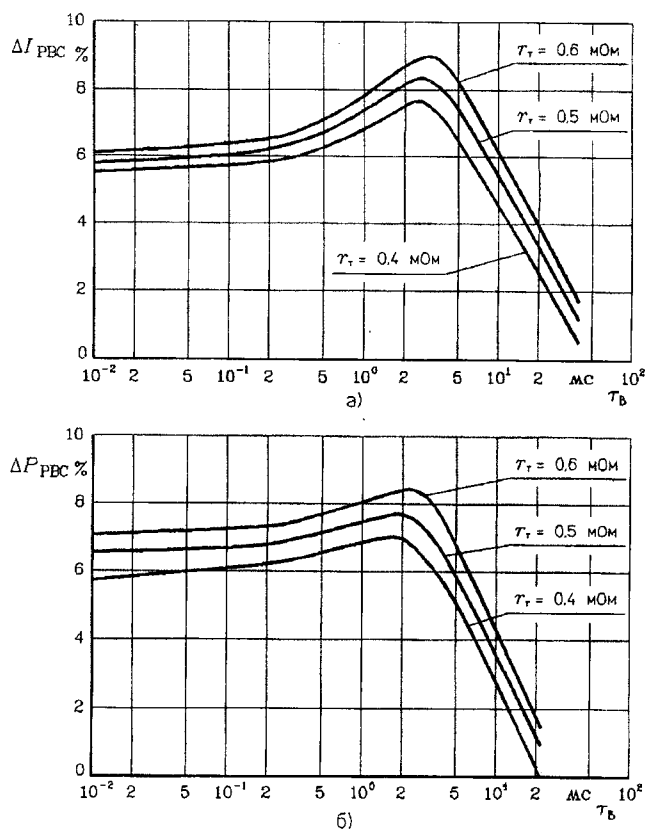


Рис. 3. Зависимости средних за период небалансов токов $\Delta I_{\text{РВС}}$ (а) и мощностей потерь в тиристорах $\Delta P_{\text{РВС}}$ (б), вызванных влиянием процесса РВС в них, от величины постоянной времени вентиляльной ветви τ_B группы из двух параллельных тиристоров

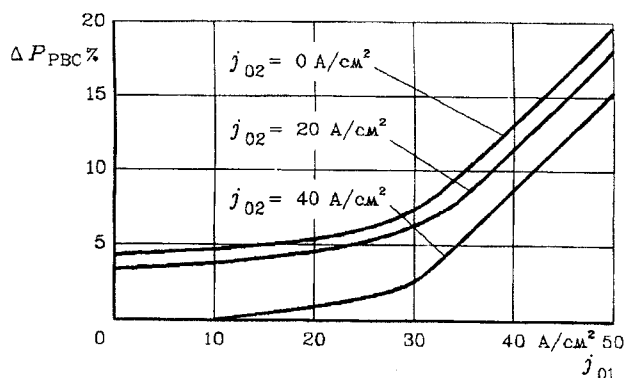


Рис. 4. Зависимости небаланса мощности потерь $\Delta P_{\text{РВС}}$ от величины критической плотности анодного тока j_0

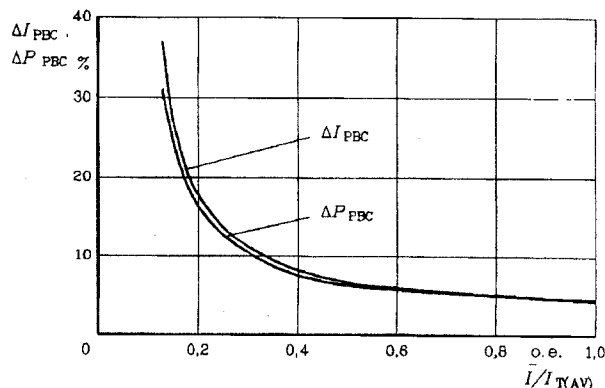


Рис. 5. Зависимости небалансов $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$ от относительной токовой нагрузки параллельных тиристоров $I/I_{\text{T(AV)}}$

При исследовании влияния постоянной времени параллельной ветви $\tau_B = L/(r+r_T)$ приняты тиристоры с одинаковыми статическими ВА ($r_{T1}=r_{T2}=0,5$ мОм и $U_{T01}=U_{T02}=0,98$ В). Различались только параметры, характеризующие процесс РВС в них: $K_{V1}=4,0 \cdot 10^{-4}$, $j_{01}=30$ А/см 2 ; $K_{V2}=6,6 \cdot 10^{-4}$, $j_{02}=18$ А/см 2 . Эквивалентные параметры ТВЧ параллельных ветвей L и r влияли на постоянную времени τ_B . Характерно, что значения небалансов $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$, выраженные в процентах, оказались близкими по величине: различие между ними не превышало 3% (рис. 3). То, что при величине τ_B менее 1 мс значения $\Delta P_{\text{РВС}}$ несколько больше, чем $\Delta I_{\text{РВС}}$, а при τ_B более 1 мс соотношение между этими величинами становится противоположным, объясняется нелинейным характером функциональной зависимости мощности потерь в тиристоре от тока.

Характер зависимостей $\Delta I_{\text{РВС}} \tau_B$ и $\Delta P_{\text{РВС}} \tau_B$ (рис. 3) объясняется тем, что величина среднего за период небаланса зависит как от мгновенных значений небалансов, так и от продолжительности влияния процесса РВС в параллельных тиристорах на токораспределение в группе. Действительно, увеличение постоянной времени τ_B вызывает с одной стороны, токовыравнивающий эффект ветвях и снижение мгновенных небалансов ток

и мощности потерь в тиристорах, а с другой — затягивает установление токораспределения в группе, которое имело бы место после завершения процессов РВС в тиристорах, если бы индуктивностей в параллельных ветвях не было, и, следовательно, вызывает увеличение интервала времени, на котором различие параметров РВС вентилей влияет на распределение нагрузок между ними. При малых значениях τ_v сильнее проявляется второй фактор, а при больших — первый.

Постоянные времени больше 2 мс обычно соответствуют преобразователям с ИДТ. В них для снижения небалансов $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$ желательно, чтобы постоянные времени вентиляльных ветвей превышали 10 мс. При отсутствии делителей эквивалентные индуктивности ветвей полностью определяются конструкцией ТВЧ. Так как при постоянных времени меньше 2 мс небалансы $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$ практически не зависят от τ_v (рис. 3), можно утверждать, что в преобразователях без ИДТ параметры конструкции ТВЧ практически не влияют на величину этих небалансов.

Влияние разброса критических плотностей тока параллельных тиристорных групп на распределение их нагрузок рассмотрено (рис. 4) для группы с прежними параметрами приборов (кроме j_0), значениями $r_1=r_2=0$ и $L_1=L_2=0,8$ мкГн. Варьировалась критическая плотность тока тиристора с ВАХ 1. В номинальном режиме работы преобразователя А-ТПП-2000 при трапецеидальной форме тока его плеча и при условии полного включения каждого из параллельных тиристорных групп наибольшая плотность токов в них должны были бы быть 30,2 А/см².

В действительности при $j_{01} > 30,2$ см² тиристор с ВАХ 1 полностью не включается, а наблюдаемое снижение небаланса $\Delta P_{\text{РВС}}$ при увеличении j_{02} и неизменном j_{01} объясняется происходящим при этом сближении продолжительности процессов РВС в этих тиристорах. Зависимости (рис. 4) небаланса $\Delta P_{\text{РВС}}(j_{01})$ показывают, что пока РВС идет в обоих тиристорах, т.е. пока критическая плотность тока тиристора с ВАХ 1 с более медленным РВС не достигнет значения, делающего невозможным РВС на всю активную область его полупроводниковой структуры, значение $\Delta P_{\text{РВС}}$ практически не меняется. При дальнейшем увеличении j_{01} крутизна зависимости $\Delta P_{\text{РВС}}(j_{01})$ резко возрастает.

Нагрузка током параллельных тиристорных ветвей характеризуется отношением среднеарифметического значения токов ветвей I в группе к предельно допустимому (номинальному) току тиристора $I_{\text{Т(АВ)}}$. Существенный рост небалансов $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$ при токах тиристорных групп меньше 50% номинальных связан, главным образом, с уве-

личивающейся продолжительностью процессов РВС (вплоть до блокирования) в параллельных тиристорах при уменьшении их токовой загрузки и полностью согласуется с результатами натурных исследований. Величины небалансов $\Delta I_{\text{РВС}}$ и $\Delta P_{\text{РВС}}$ (рис. 5) имеют наибольшие значения при токах тиристорных групп, не превышающие 50% номинальных, т.е. в преобразователях с неинтенсивным охлаждением.

Анализ результатов имитационных испытаний позволил установить, при каких условиях влияние процесса РВС в параллельных тиристорах в сочетании с другими факторами оказывает наиболее сильное воздействие на распределение нагрузки между ними. Несмотря на то, что анализ базируется на результатах испытания конкретного преобразователя, варьирование в достаточно широких диапазонах параметров тиристорных групп и ТВЧ позволяет с определенной уверенностью говорить об общей закономерности установленных явлений. Полученные результаты дают возможность при выборе числа параллельных тиристорных групп и разработке конструкции ТВЧ ПУ принимать целенаправленные решения для снижения влияния процесса РВС на неравномерность загрузки тиристорных групп.

Выводы. 1. Из-за взаимного влияния процессов РВС в группах параллельных тиристорных групп практически не загружаются приборы с замедленным и неоднородным РВС. Поэтому при комплектовании силовых преобразователей без делителей тока такие тиристоры целесообразно отбраковывать.

2. Разработанная математическая модель группы параллельных тиристорных групп на интервале проводимости, учитывающая РВС в них, позволила провести имитационные испытания таких групп, расширяющие представление о влиянии различных факторов на распределение нагрузок между параллельными тиристорами силовых преобразователей.

3. Наибольшую неравномерность в нагрузке параллельных тиристорных групп вносит в преобразователях без делителей тока с неинтенсивным охлаждением тиристорных групп, в которых их токи существенно меньше номинальных. Значение неравномерности нагрузок в таких преобразователях слабо зависит от эквивалентных индуктивностей параллельных ветвей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдштейн М.Е. Параметры и допустимые нагрузки схем с групповым соединением вентилей. — Электричество, 1977, № 6.
2. Гольдштейн М.Е., Сенигов П.Н. Математическая модель групп синфазно работающих вентилей многофазного преобразователя. — Электричество, 1984, № 2.
3. Гольдштейн М.Е., Пястолов В.В. Математическая мо-

дель группы синфазно работающих вентилях в аварийных режимах силовых преобразователей. — Электричество, 1991, № 9.

4. Гольдштейн М.Е., Гайсаров Р.В., Клинген И.Е. Моделирование влияния конструкции токоведущих частей силовых преобразователей на распределение тока по его вентилям. — Электричество, 1994, № 11.

5. Гольдштейн М.Е. Функциональная модель тиристора. — В сб.: Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий. — Тр. ЧПИ, Челябинск, 1989.

6. Гольдштейн М.Е., Сенигов П.Н., Фридман Г.Б. и др. Выбор числа параллельных ветвей в вентильных преобразователях большой мощности. — Электротехника, 1984, № 10.

7. Глушков Е.Ф., Кузмин А.И. Принципы и реализация непосредственного параллельного соединения тиристорных вентилей БВМ-700/120. — В кн.: Электротехническое оборудование для вставки постоянного тока. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

8. Кузнецов Г.А., Фролов В.Я. Переходные процессы в контактно-тиристорных аппаратах. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.

9. Григорьев Г.В., Чесноков Ю.А. Влияние режима нагрузки на процесс распространения проводящего состояния в структуре мощных высоковольтных тиристорных вентилей. — ЭП. Преобразовательная техника, 1981, вып. 7 (135).

10. Somos I.L., Piccone D.E., Tobin W.H. Plasma spreading in 6 kV, 100 mm diameter thyristors. — Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu. Meet., Atlanta, 1987. Pt. 1. — New-York, 1987.

11. Патент СССР № 1831756. Способ подбора силовых тиристорных вентилей для параллельного включения / М.Е. Гольдштейн, Ю.В. Коровин. — Оpubл. в БИ, 1993, № 28.

12. Крюгерис А.Ф., Рашевец К.К., Шинка Я.К. Переходные характеристики тиристора в процессе включения. — Изв. АН Латв. ССР, сер. Физических и технических наук, 1980, № 5.

13. Герлах В. Тиристоры / Пер. с нем. Ю.А. Евсеева. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

14. Modi I.S., Davis I.R. Computer model for rating high

power thyristors. — Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 17th Annu. Meet., 1982.

15. Патент РФ № 1758712. Полупроводниковый преобразователь / Р.В. Гайсаров, М.Е. Гольдштейн, В.Ю. Левин, С.П. Чадаев. — Оpubл. в БИ, 1992, № 32.

16. Патент РФ № 1820426. Вентильный преобразователь / Р.В. Гайсаров, М.Е. Гольдштейн, В.Ю. Левин, С.П. Чадаев. — Оpubл. в БИ, 1993, № 21.

[11.08.98]

Авторы: Гольдштейн Михаил Ефимович окончил энергетический факультет Челябинского политехнического института (ЧПИ) в 1961 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Исследование методов распределения нагрузок по вентилям преобразователей большой мощности» защитил в ЧПИ в 1975 г. Профессор кафедры «Электрические станции, сети и системы» Южно-Уральского государственного университета.

Коровин Юрий Витальевич окончил энергетический факультет ЧПИ в 1982 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Влияние переходных процессов в параллельных тиристорах на распределение нагрузки между ними» защитил в Нижегородском государственном техническом университете в 1996 г. Доцент кафедры «Электрические станции, сети и системы» Южно-Уральского государственного университета.

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

Журнал «Электричество» 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 английском языках. Реклама в черно-белом изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10 или 101000 Москва, Главпочтамт, абонементам, абонементам № 648. Телефоны для справок: 924-24-80, 928-88-69.

Влияние индуктивности источника электропитания на работу тиристорных контакторов постоянного тока

РОЗАНОВ Ю.К., САФИ А., РЯБЧИЦКИЙ М.В., ЗАВГОРОДНИЙ П.Н.

Рассматриваются результаты анализа влияния входной индуктивности для трех схем принудительной коммутации, две из которых являются базовыми, а третья, относительно новая, предназначена для коммутации силовых цепей электротранспортного оборудования. Процессы коммутации рассматриваются на примере систем постоянного тока с напряжением 100–600 В и токами 100–1000 А.

Ключевые слова: электротранспортное оборудование, схемы принудительной коммутации, тиристоры, индуктивность, перенапряжения

Применяемые для коммутации высоковольтных и силовых цепей переменного и постоянного токов коммутационные аппараты на традиционных тиристорах продолжают сохранять конкурентоспособность в сравнении с коммутационными аппаратами, выполненными на современных полностью управляемых силовых электронных ключах. Известно, что выключение тиристора в цепях постоянного тока связано с применением принудительной (искусственной) коммутации. Существуют различные схемотехнические решения этой задачи [1], однако они, как правило, не учитывают влияния входной (со стороны источника питания) индуктивности. Последняя может существенно влиять на процессы коммутации и работоспособность аппарата. Если вывод энергии, накопленной в индуктивной составляющей нагрузки, при выключении тиристора легко реализуется введением «обратного» («возвратного») диода со стороны нагрузки, то вывод энергии из входной индуктивности является более сложной задачей, решение которой требует дополнительного анализа и принятия мер, адекватных конкретной схеме аппарата и условиям его применения. Так, при использовании полностью управляемых ключей для этой цепи могут применяться ограничители перенапряжений типа варисторов, RC-цепи и др. [2]. В тиристорных контакторах постоянного тока энергия входной индуктивности может переходить в элементы контура принудительной коммутации, что необходимо учитывать при проектировании. Однако в большинстве опубликованных методов проектирования аппаратов с принудительной коммутацией это влияние не учитывается.

В статье кратко рассматриваются результаты анализа влияния входной индуктивности для трех

The results of an analysis of the influence of the input inductance for three schemes of a forced commutation are considered. Two of them are basic. The third one is relatively new and intended for a commutation of electric transport equipment heavycurrent circuits. The commutation processes are considered taking as example of DC systems of 100–600 V and 100–1000 A.

Key words: electric transport equipment, forced commutation, thyristors, inductance, overvoltages

схем принудительной коммутации, две из которых являются базовыми и подробно рассмотрены в [1], а третья, относительно новая, предназначена для коммутации силовых цепей электротранспортного оборудования [3].

В общем случае входная индуктивность $L_{вх}$ может быть представлена суммарной эквивалентной индуктивной составляющей внутреннего сопротивления источника питания и сетевых соединений, включенной согласно схеме на рис. 1.

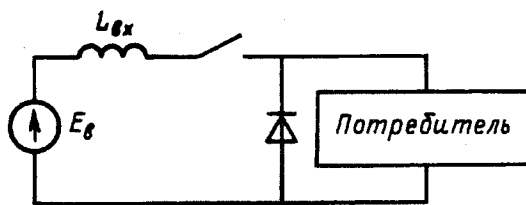


Рис. 1. Эквивалентная схема источника постоянного тока с контактором и потребителем

Процессы коммутации рассматриваются на примере систем постоянного тока с напряжениями 110–600 В и токами 100–1000 А. Характерными источниками питания могут быть аккумуляторные батареи (АБ), выпрямительно-инверторные агрегаты и генераторы. В таких системах значения $L_{вх}$ могут находиться в очень широком диапазоне. Так, при питании от АБ основной индуктивностью являются провода сети, составляющие единицы микрогенри при питании от выпрямителя без выходного фильтра и имеющего входной трансформатор, индуктивность составляет сотни микрогенри (индуктивность рассеяния, вносимая трансформатором). Примерно такую индуктивность имеет генератор постоянного тока. Существенно возрастают индуктивности в сетях

постоянного тока с инвертором. На стороне постоянного тока необходимо включение сглаживающего реактора, индуктивность которого для систем с рассматриваемыми параметрами может находиться в диапазоне от 10 до 100 мГн. Значение емкости конденсатора контура коммутации значительно превышает значения емкостей цепей формирования траектории переключения тиристора и других «паразитных» емкостей. Поэтому анализ процессов может проводиться для эквивалентных схем с сосредоточенными параметрами. Кроме того, принимаем характерное для решения таких задач допущение об идеальности ключевых элементов, за исключением учета времени, необходимого для восстановления запирающей способности основного тиристора.

Схема с коммутацией импульсом напряжения представлена на рис. 2. Принцип действия схемы

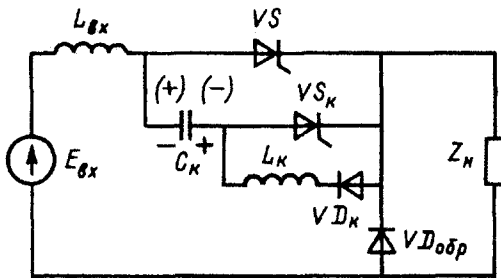


Рис. 2. Базовая схема тиристорного контактора с коммутацией импульсом напряжения

и процессы в ней достаточно подробно описаны в литературе без учета влияния индуктивности L_{BX} в частности в [1]. Функционирование схемы при включении состоит из интервала подготовки конденсатора C_K к выключению основного тиристора VS . Этот интервал соответствует процессу перезарядки конденсатора C_K (обычно до уровня E_{BX}) по контуру $C_K-L_K-VD_K-VS$. Процесс длится с момента включения тиристора VS до момента достижения разрядным током нулевого значения. При этом напряжение на C_K изменяет полярность на противоположную. Далее контактор продолжает оставаться во включенном состоянии до момента поступления импульса на тиристор VS_K , соответствующего началу процесса выключения.

Если происходит отключение номинальной нагрузки при $L_H = \infty$ (такое чаще всего допустимо, так как постоянная времени нагрузки много больше интервала отключения и ток нагрузки $I_H = \text{const}$), то перезаряд C_K происходит по контуру $E_{BX}-L_{BX}-C_K-VS_K-Z_H$, затем в момент t_1 напряжение на конденсаторе C_K становится равным E_{BX} и открывается обратный диод. Напряжение на C_K начинает превышать входное за счет энергии, накопленной в L_{BX} , и за время

$\Delta t = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{BX} C_K}$ увеличивается на $\Delta U = I_H \sqrt{L_{BX} / C_K}$. В случае, если источник E_{BX} не имеет возможности пропускать ток в обратном направлении (например выпрямитель), то это перенапряжение сохраняется, если источник E_{BX} имеет такую возможность, то избыток заряда C_K возвращается в сеть.

Если L_{BX} недостаточно велика, то при некоторых условиях процесс может носить колебательный характер, тогда максимальное напряжение на C_K определяется как

$$U_{CK}(\Delta t_1) = E_{BX} \times \left[2e^{-\delta \Delta t_1} \left(-\cos \omega \Delta t_1 + \frac{(L_H + L_{BX})I_{откл} - C_K R_H}{E_{BX} \sqrt{4C_K(L_H + L_{BX}) - R_H^2 C_K^2}} \sin \omega \Delta t_1 \right) + 1 \right],$$

где

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega} (\pi - \varphi - \Delta \varphi);$$

$$\varphi = \arctg \frac{\sqrt{\frac{4(L_H + L_{BX})}{C_K} - R_H^2}}{\frac{4E_{BX}}{I_{откл}} - R_H};$$

$$\Delta \varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H - \delta L_H}.$$

При малой резистивной нагрузке (апериодический процесс) напряжение на конденсаторе не будет превышать E_{BX} .

Самые большие перенапряжения в схеме возможны в случае отключения «металлического» КЗ, при этом

$$U_{CK, \max} = E_{BX} \left(1 + \sqrt{4 + \left(\frac{I_{откл}}{E_{BX}} \right)^2 \frac{L_{BX}}{C_K}} \right).$$

Схема с коммутацией импульсом тока (рис. 3) отключается при протекании импульса тока встречно току нагрузки в основном тиристоре VS . Здесь также существуют процесс подготовки контура к коммутации [1] и основной процесс отключения. При отключении контактора СУ фор-

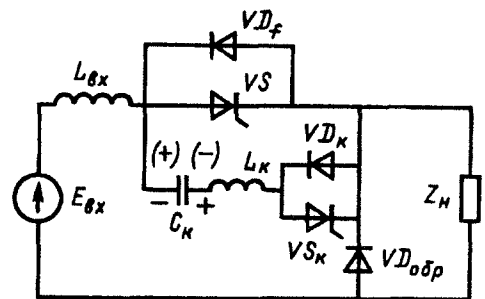


Рис. 3. Базовая схема тиристорного контактора с коммутацией основного тиристора импульсом тока

мирует импульс на управляющем электроде VS_K , и в цепи $C_K-L_K-VS_K-VS$ начинает расти ток по гармоническому закону, снижая при этом ток тиристора VS до нуля, после чего разность токов контура и нагрузки переходит в диод VD_f . Когда ток колебательного контура снова сравняется с током нагрузки, диод VD_f закрывается. Далее процесс вывода энергии из входной индуктивности идет по контуру $E_{BX}-L_{BX}-C_K-L_K-VS_K-Z_H$. В случае $L_H = \infty$ перенапряжение на C_K равно

$$\Delta U = I_H \sqrt{(L_{BX} + L_K) / C_K}.$$

В общем случае, при RL -нагрузке, данный процесс может носить аperiodический или колебательный характер. В первом случае напряжение на конденсаторе C_K будет равно напряжению сети, во втором — повышать его. При отключении КЗ превышение напряжения сети составит

$$\Delta U = E_{BX} \sqrt{\left(\frac{I_H}{E_{BX}}\right)^2 \frac{L_{BX}}{C_K} + 2 \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_H}{E_{BX}}\right)^2 \frac{L_K}{C_K}}\right)}.$$

Схема с двухэтапной коммутацией [3] является наиболее перспективной. В ней значение максимального напряжения на основном тиристоре уменьшается практически вдвое за счет того, что индуктивная энергия сети при отключении контактора отводится в два этапа, разделенные по времени (рис. 4). Здесь также возможны перенапряжения на коммутирующем конденсаторе, зависящие от L_{BX} и в случае отключения КЗ определяемые на первом этапе коммутации как

$$U_{CK1} = E_{BX} + E_{BX} \exp\left(-\frac{\Delta t_3}{2R_1 C_K}\right) \times \sqrt{1 - \frac{I_H L_{BX}}{R_1 E_{BX} C_K} + \frac{I_H^2 L_{BX}}{E_{BX}^2 C_K}},$$

где

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega} \left[\pi - \arctg \frac{\omega I_2}{\frac{E_{BX}}{L_{BX}} - \frac{I_H}{2R_1 C_K}} \right],$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{BX} C_K} - \left(\frac{1}{2R_1 C_K}\right)^2};$$

на втором этапе коммутации

$$U_{CK2} = E_{BX} + E_{BX} \exp\left(-\frac{R_1}{2L_{BX}} \Delta t_5\right) \times \sqrt{\left(\frac{U_{CK1}}{E_{BX}}\right)^2 + \frac{U_{CK1}}{E_{BX}} + \frac{L_{BX}}{R_1^2 C_K}},$$

где

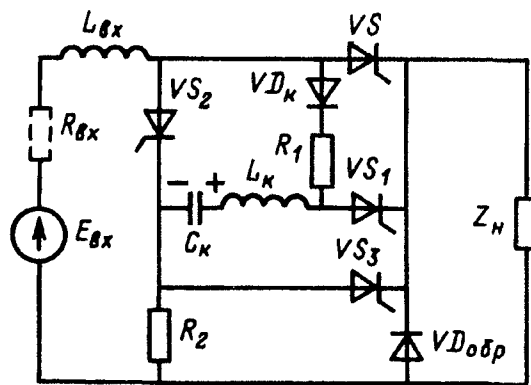


Рис. 4. Схема тиристорного контактора с двухэтапной коммутацией, специально предназначенная для коммутации цепей с большой индуктивностью

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega} \left[\pi - \arctg \frac{\omega L_{BX}}{\left(\frac{U_{CK1}}{E_{BX}} + \frac{1}{2}\right) R_1} \right],$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{BX} C_K} - \left(\frac{R_1}{2L_{BX}}\right)^2}.$$

Зависимости максимальных напряжений на элементах схемы от индуктивности питающей сети, полученные в результате проведенного анализа электромагнитных процессов в классических и перспективных схемах тиристорных контакторов, позволили создать методики проектирования данных схем с учетом L_{BX} .

Моделирование. Результаты анализа были подтверждены математическими и физическими мо-

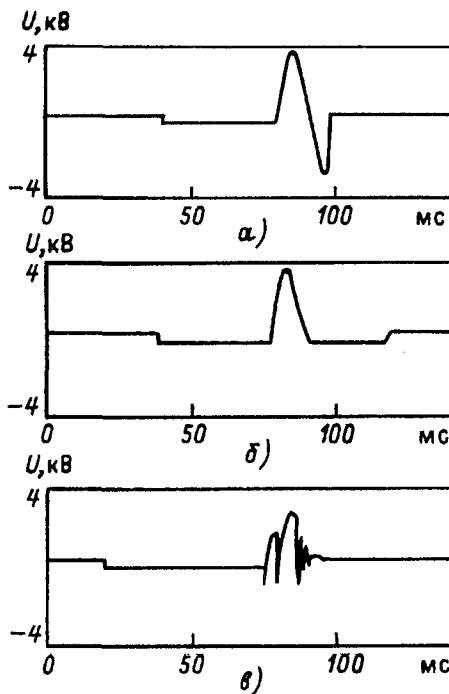


Рис. 5. Зависимости напряжения анод—катод основного тиристора от времени ($L_{BX} = 50$ мГн)

делями. Для этого использовался пакет программ DesignLab 8.0, с помощью которого определены перенапряжения в трех рассматриваемых схемах при одних и тех же значениях номинального и отключаемого тока и напряжения и разных значениях $L_{вх}$. На рис. 5,а—в приведены зависимости напряжения на основном тиристоре от времени в процессе отключения тока перегрузки, равного 1000 А при активно-индуктивной нагрузке (напряжение питания 400 В), и индуктивности сети $L_{вх} = 50$ мГн.

На рис. 5,а и б перенапряжения составляют примерно 4 кВ, на рис. 5,в — на первом этапе коммутации около 2 кВ, на втором — около 3 кВ.

На лабораторном макете схемы с коммутацией импульсом тока были также получены осциллограммы напряжения на C_k при различных $L_{вх}$, которые подтвердили правильность теоретического анализа.

Выводы. 1. Индуктивность входной сети оказывает существенное влияние на электромагнитные процессы в схемах тиристорных аппаратов управления и защиты. Причем данное влияние пренебрежимо мало (превышение напряжения на составляет около 10% номинального), если вся индуктивность питающей сети сосредоточена в проводах, и становится существенным при использовании в питающей сети силовых трансформаторов (превышение имеет порядок 100%) и сглаживающих реакторов (превышение около 1000%).

2. Методика расчета электрической схемы тиристорных контакторов должны учитывать перенапряжения на элементах схемы вызываемых наличием $L_{вх}$. Анализ электромагнитных процес-

сов позволил создать методики расчета элементов схемы с учетом этих перенапряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Tian, Lentz G. The State of the Art for Solid State Interruption. — EPE J., 1992, vol. 12, № 4.
3. McEwan P.M., Tennacoorn S.B. A Two Stage Thyristor Circuit Breaker. — IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, vol. 12, № 4.

[25.06.99]

А в т о р ы: **Розанов Юрий Константинович** окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1962 г. Докторскую диссертацию, посвященную статическим преобразователям систем автономного электроснабжения, защитил в 1987 г. Заведующий кафедрой электрических и электронных аппаратов МЭИ.

Сафи Абдаллах Ахмед окончил МЭИ в 1996 г. Аспирант кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ. Гражданин Иордании.

Рябчицкий Максим Владимирович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1995 г. и заочную аспирантуру МЭИ. Старший преподаватель кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.

Завгородний Павел Николаевич окончил физический факультет Московского государственного университета в 1995 г., затем очную аспирантуру МЭИ. Научный сотрудник кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.

К ЧИТАТЕЛЯМ ЖУРНАЛА «Электричество»

Бесплатно получать оглавления нашего журнала можно через электронные сети. Эту услугу оказывает служба ИНФОМАГ, организованная в Московском физико-техническом институте. Кроме оглавлений журнала «Электричество» служба ИНФОМАГ распространяет оглавления более 80 отечественных и зарубежных научно-технических журналов, а также ряд научных электронных бюллетеней. Все материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net>

<gopher://gopher.ripn.net>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу ims@ripn.net

Полная информация о службе ИНФОМАГ может быть получена в ответ на команду HELP, направленную по адресу infomag@igrant.mipt.msk.su

Интервальный анализ в задачах теории электрических цепей

КИНШТ Н.В., КАЦ М.А.

Анализируется проблема расчета электрических цепей (ЭЦ) при априорной неопределенности информации об ее параметрах. Рассматриваются возможности применения методов интервального анализа для решения задач теории электрических цепей. Вводится понятие об интервальных вольт-амперных характеристиках элементов ЭЦ. Рассматривается закон Ома в интервальной форме для обобщенной ветви. Показано, что в отличие от классической теории ЭЦ в общем случае в интервальной форме невозможно эквивалентное преобразование источника тока в источник ЭДС. Проведен сравнительный анализ элементарных методов анализа интервальных цепей (ИЦ), дано формальное описание сложной ИЦ и намечены общие принципы итерационного анализа ИЦ. Рассмотрены особенности анализа активных ИЦ, ИЦ в комплексной области и диагностирования характеристик ИЦ. Приведены примеры.

Ключевые слова: электрические цепи, неопределенность информации, интервальный анализ, интервальные цепи

The problem of the analysis of electrical circuits, in the case of a priory uncertainty of the information about its parameters, is discussed. The possibility of using interval analysis methods to solve problems of electrical circuit theory is considered. The concept of interval voltage-current characteristics of the components of electrical circuits is introduced. Ohm's law in an interval form is considered for a generalized branch. It is shown that, unlike the classical electrical circuit theory, the transformation of a current source into an emf source is, in the general case, impossible in an interval form. A comparative analysis of elementary methods of the analysis of interval circuits is carried out, a formal description of a complex interval circuit is given and general principles of iterative analysis of interval circuits are outlined. The peculiarities of the analysis of active interval circuits are outlined. The peculiarities of the analysis of active interval circuits and interval circuits in the complex region and the specifics of the diagnosis of the characteristics of interval circuits are considered. Some examples are given.

Key words: electrical circuits, information, uncertainty, interval analysis, interval circuits.

1. Введение. Многие задачи расчета электрических цепей (ЭЦ) характеризуются заданием интервальных значений параметров элементов и режимов работы, обусловленным их естественным разбросом, вариацией в процессе функционирования, погрешностями измерений режимов или другими факторами. В качестве критерия решения таких задач требуется описание пределов вариации искоемых характеристик ЭЦ. Поскольку такие задачи часто встречаются на практике, есть все основания обратить на них специальное внимание. Попытки сформулировать общие принципы интервального анализа в терминах теории ЭЦ предпринимались как отечественными исследователями, так и за рубежом [1—5]. Не задаваясь целью проводить подробный критический обзор полученных результатов, отметим лишь, что к настоящему времени отсутствует методология, основанная на постулатах теории ЭЦ и являющаяся органической ее частью.

Обратим внимание лишь на одно достаточно авторитетное зарубежное исследование, претендующее на решение проблемы интервального анализа линейных систем [2—4]. Главным научным результатом данной серии статей является утверждение, что данные расчета режимов на последовательности все более подробных сеток значений интервальных параметров сходятся к некоторым предельно достижимым параметрам ре-

жима со сколь угодно малой ошибкой. После этого исследования работы в области интервального анализа надолго исчезли из поля зрения (например, на 1993 IEEE Int.Symp. on CS [6] не было ни одного доклада по этой теме).

Собственно теория ЭЦ заключена в учете особенностей цепи на уровне идеализированных элементов, обобщенных ветвей, подсхем, многополюсников, преобразований фрагментов ЭЦ с учетом топологии, аппроксимации схемных функций; использование всех этих теоретических построений приводит к повышению эффективности традиционных и созданию новых методов расчета. Поскольку учет возможной вариации параметров ЭЦ носит достаточно общий характер, естественно стремление заложить эту идею в условие задачи исследования ЭЦ на возможно более раннем этапе. Однако здесь остро ощущается недостаток систематичности, так присущей теории ЭЦ в целом.

Следуя традиции теории ЭЦ, представляется логичным рассматривать задачи, начиная с простейших. Известны различные способы учета вариации параметров. Так, если вариации сравнительно малы, то решение задачи естественно производить с помощью методов теории чувствительности. Метод Монте-Карло можно рассматривать как комбинацию упомянутого выше способа расчета характеристик ЭЦ на некоторой

мелкой сетке значений интервально заданных параметров и экономии вычислительных ресурсов за счет анализа, организованного и оцениваемого с помощью некоторых теоретико-вероятностных соображений. Другим формально-математическим подходом является интервальный анализ [7]. В теории диагностики ЭЦ аналогичные задачи решались с помощью формирования системы ограничений и исследования получившейся области возможных решений методами математического программирования [8].

В реализации каждого из подходов есть свои проблемы. Создается впечатление, что разумный метод решения поставленной задачи лежит где-то посередине между простотой и грубостью интервальной арифметики, с одной стороны, и сложностью и подробностью математического программирования — с другой. В настоящей работе ограничимся анализом применимости традиционных методов анализа режимов в преимущественно резистивных ЭЦ (намечая при этом возможные расширения постановок задач) и возможностей их модификации применительно к интервальной постановке.

2. Интервальные переменные и интервальная арифметика. Следуя [7], введем (справочно) основные понятия. Пусть имеется некоторая переменная $X \in [X_\alpha, X_\beta] \equiv \hat{X}$. Будем называть ее интервальной переменной. Две интервальные переменные считаются равными, если определяющие их интервалы равны (в теоретико-множественном смысле). Для интервальных переменных справедлива интервальная арифметика, обобщающая арифметику вещественных чисел; так, если заданы две интервальные переменные $\hat{X} = [X_\alpha, X_\beta]$ и $\hat{Y} = [Y_\alpha, Y_\beta]$, то результаты арифметических действий над ними могут быть определены:

$$\hat{X} + \hat{Y} = [X_\alpha + Y_\alpha, X_\beta + Y_\beta];$$

$$\hat{X} - \hat{Y} = [X_\alpha - Y_\beta, X_\beta - Y_\alpha] = \hat{X} + [-1, -1] \hat{Y}.$$

Если $\hat{X} = \hat{Y}$, то $\hat{X} - \hat{Y} \neq 0$ (хотя $0 \in \hat{X} - \hat{Y}$); однако в алгебраических преобразованиях следует принимать $\hat{X} - \hat{X} = 0$. Далее,

$$\hat{X} \cdot \hat{Y} = [\min(X_\alpha Y_\alpha, X_\alpha Y_\beta, X_\beta Y_\alpha, X_\beta Y_\beta);$$

$$\max(X_\alpha Y_\alpha, X_\alpha Y_\beta, X_\beta Y_\alpha, X_\beta Y_\beta)];$$

$$\hat{X} / \hat{Y} = [X_\alpha, X_\beta] \cdot [1/Y_\beta, 1/Y_\alpha].$$

Ясно, что вычитание не обратимо сложению, деление — умножению; при использовании интервальной арифметики дистрибутивный закон не имеет силы, так что результат вычислений существенно зависит от их порядка и эквивалентным алгебраическим преобразованиям соот-

ветствуют различные результаты вычислений. К примеру,

$$\begin{aligned} \hat{X} - \hat{Y} + \hat{Y} &= [X_\alpha - Y_\beta + Y_\alpha, X_\beta - Y_\alpha + Y_\beta] \supset \\ &\supset \hat{X} - (\hat{Y} - \hat{Y}) = [X_\alpha, X_\beta], \end{aligned}$$

что демонстрирует факт: при прочих условиях формулы с меньшим количеством арифметических действий предпочтительнее с точки зрения численного результата вычислений. Если в формулы обычной арифметики подставить интервальные переменные, то полученные выражения (интервальные расширения обычных формул) будут верны при пользовании правилами интервальной арифметики.

Очевидно, в интервальных выражениях (в нашем случае — во всех соотношениях, описывающих законы и режимы ЭЦ) естественно одновременное употребление как интервальных, так и обычных переменных. Формально обычная переменная ассоциируется с интервалом, выродившимся в точку; введение интервальных переменных соответствует записи двухсторонних неравенств для обычных переменных. Имея в виду анализ схемных функций, простые преобразования ЭЦ и другие аналогичные задачи, полезно обратить внимание на важный частный случай. Если алгебраическое выражение является монотонной функцией некоторой интервальной переменной, то результат алгебраических вычислений, независимо от их порядка, будет улучшаем.

Вообще, нахождение значения интервально-значимой функции переменных \hat{X}_k формально приводится к паре задач — минимизации и максимизации:

$$\begin{aligned} \hat{F}(\hat{X}_1, \dots, \hat{X}_n) &= \hat{F} = [F_\alpha, F_\beta] = \\ &= [\min_{X_k \in \hat{X}_k} F(X_1, \dots, X_n); \max_{X_k \in \hat{X}_k} F(X_1, \dots, X_n)], \quad (1) \end{aligned}$$

однако такое сведение задачи интервального анализа к паре задач нахождения экстремума в общем случае неконструктивно. Поскольку различные алгоритмы вычислений Λ_j значения одной и той же интервально-значимой функции \hat{F} могут приводить к различным результатам \hat{F}_j , а значение \hat{F} в (1) представляет собой неулучшаемый результат ($\hat{F} \subseteq \hat{F}_j$), то можно сформулировать следующий принцип.

Принцип пересечения оценок. При отыскании наилучшей интервальной оценки функции на любом этапе расчета за наилучшее текущее значение интервальной переменной следует принимать интервал, являющийся пересечением оценок этой переменной, полученных на предыдущих этапах

расчета: $\hat{F} \subseteq \hat{F}_j$. На этом принципе основывается идея итерационной корректировки результатов интервальных вычислений.

3. Интервальные вольт-амперные характеристики элементов ЭЦ. В качестве элементного базиса интервальной резистивной ЭЦ примем резистор, источники ЭДС и тока; параметры их могут лежать в интервалах:

$$R \in [R_\alpha, R_\beta] \equiv \hat{R}, \quad E \in [E_\alpha, E_\beta] \equiv \hat{E}, \quad J \in [J_\alpha, J_\beta] \equiv \hat{J}.$$

Опираясь с интервальными токами и напряжениями \hat{I} и \hat{U} , ведя речь об элементах с интервально заданными параметрами, будем говорить об «интервальных» элементах; в противном случае будем говорить об «обычных» элементах. В этом же смысле будем говорить об интервальной ЭЦ (ИЦ). Множество возможных режимов интервального элемента назовем интервальной вольт-амперной характеристикой (ИВАХ). Для идеальных интервальных источников ЭДС и резистора имеем ИВАХ, соответственно (рис. 1):

$$\begin{aligned} \Omega_E &= \{U/U \in [E_\alpha, E_\beta] = \hat{E}\}, \quad \Omega_J = \{I/I \in [J_\alpha, J_\beta] = \hat{J}\}, \\ \Omega_R &= \{U/U \in [\min(R_\alpha I, R_\beta I), \max(R_\alpha I, R_\beta I)] = \hat{U} = \hat{R}I\} = \\ &= \{I/I \in [\min(G_\alpha U, G_\beta U), \max(G_\alpha U, G_\beta U)] = \hat{I} = \hat{G}U\}. \end{aligned}$$

Здесь Ω_E , Ω_J и Ω_R — множества точек, соответствующих ИВАХ. Если априори не задано ограничений на напряжение и (или) ток элемента, то ветви ИВАХ простираются в бесконечность; если же они заданы:

$$\Omega_U = \{U \in (U_\alpha \leq U \leq U_\beta)\} \quad \text{и} \quad \Omega_I = \{I \in (I_\alpha \leq I \leq I_\beta)\},$$

$$\Omega_U \cap \Omega_I = \Omega_{UI},$$

то такую ИВАХ будем называть ограниченной. Здесь также можно ввести понятие интервального обобщенного источника, имеющего своей ИВАХ Ω_{UI} .

Интервальную ВАХ как интервальную функцию обычной переменной можно задавать либо в виде $\hat{U}(I)$ (1) (вольт-амперной), либо в виде $\hat{I}(U)$ (ампер-вольтной) характеристик; это соот-

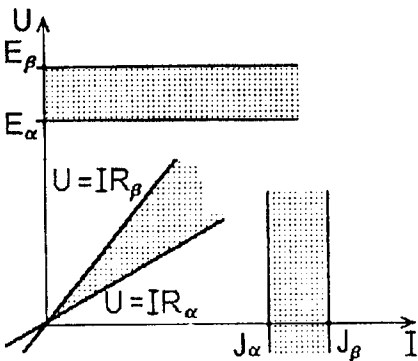


Рис. 1. ИВАХ простейших элементов ЭЦ

ветствует заданию пары функций: мажоранты и миноранты:

$$\hat{U}(I) = [U_\alpha(I), U_\beta(I)] \quad \text{либо} \quad \hat{I}(U) = [I_\alpha(U), I_\beta(U)].$$

Будем считать для простоты, что миноранты и мажоранты ИВАХ элементов непрерывны и однозначны. Естественным распространением этой идеи оказывается описание нелинейных элементов (НЭ) с помощью ИВАХ, которые могут учитывать как технологический разброс характеристик НЭ от экземпляра к экземпляру, так и вариацию характеристики элемента под действием внешних факторов. Более того, такой взгляд позволяет понимать под линейной ИВАХ множество характеристик нелинейного элемента, имеющее линейные границы в качестве мажоранты и миноранты. Используя аналогию с простейшими преобразованиями характеристик нелинейных элементов, можно установить правила преобразования ИВАХ при последовательно-параллельном соединении элементов. В конечном итоге, основная идея интервального анализа ЭЦ заключена в том, чтобы, оперируя с мажорантами и минорантами ИВАХ элементов, рассчитывать мажоранты и миноранты обобщенных характеристик ЭЦ в целом.

4. Закон Ома в интервальной форме. Обобщенная ветвь. Под законом Ома в теории ЭЦ обычно понимают связь между напряжением и током ветви, содержащей сопротивление. В данном случае предметом анализа является построение ИВАХ ветви с резистором.

Обратимся к анализу неограниченной ИВАХ обобщенной ветви (ОВ), заданной тройкой параметров $\{\hat{E}, \hat{J}, \hat{R}\}$ (рис. 2). В соответствии с выбранными положительными направлениями токов и напряжений имеем выражение для закона Ома ОВ:

$$\hat{U} = \hat{E} + (\hat{J} - \hat{I}) \hat{R}$$

или

$$\begin{aligned} \Omega_{ОВ} &= \{U/U \in [\min(((J_\alpha - I) R_\alpha + E_\alpha), ((J_\alpha - I) R_\beta + E_\alpha)); \\ &\max(((J_\beta - I) R_\alpha + E_\beta), ((J_\beta - I) R_\beta + E_\beta))]\} = \\ &= \{U/U \in [U_{ОВ\alpha}, U_{ОВ\beta}]\}. \end{aligned} \quad (2)$$

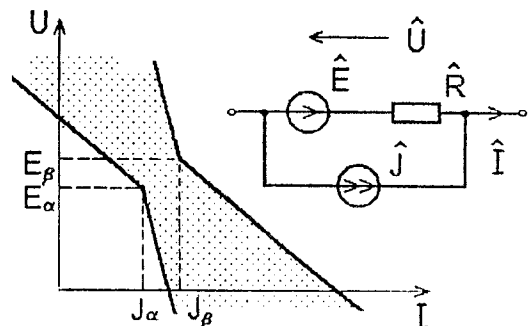


Рис. 2. ИВАХ обобщенной ветви

Как видно из построения величин $\Omega_{ОВ}$, интервальная ОВ однозначно задается шестью дискретами параметров [две пары параметров (J_α, E_α) и (J_β, E_β) задают точки излома миноранты и мажоранты, а два параметра $(R_\alpha$ и $R_\beta)$ определяют углы наклона ветвей граничных характеристик].

Здесь уместно напомнить свойства ОВ в классической теории ЭЦ, где обобщенная ветвь может быть преобразована, имея континуум эквивалентов, включающих в себя преобразование источника ЭДС в источник тока и обратно:

$$\{E, J, R\} \equiv \{(E + JR), 0, R\} \equiv \{0, (E/R + J), R\}. \quad (3)$$

Относительно ИВАХ ОВ можно сделать важные выводы.

Вывод 1. Интервальная ОВ имеет невыпуклую ИВАХ и в общем случае не имеет эквивалентов.

Следствие. Эквивалентное преобразование интервального источника ЭДС в интервальный источник тока в общем случае невозможно.

Вывод 2. Задачу преобразования ветвей с интервальными резисторами имеет смысл ставить и решать лишь приближенно.

Вывод о неэквивалентности интервальных источников напряжения и тока наводит на далеко идущие размышления. Так, еще со времен Кирхгофа фундаментальный постулат о возможной эквивалентности источников лежит в основе целого ряда преобразований и методов анализа ЭЦ и составляет мощную поддержку традиционной теории ЭЦ множеством методов и алгоритмов решения научных и инженерных задач. При интервальном описании ЭЦ от этого основополагающего постулата приходится отказываться, и в этом заключается существенная теоретическая новизна постановки задачи анализа ИЦ. Во избежание методических погрешностей необходимо решить вопрос о возможности корректного применения либо о введении существенных корректив в традиционные методы анализа ЭЦ при их интервальной модификации.

5. Анализ простейших ИЦ. 5.1. Графический расчет ИЦ. Понятие об ИВАХ как о множестве возможных режимов работы двухполюсника естественно ассоциируется с понятием о вольт-амперной характеристике нелинейного элемента, используемом в традиционной теории ЭЦ. При этом становятся очевидными преобразования при простейших соединениях пары элементов — последовательном и параллельном. При последовательном соединении двух элементов результирующих ИВАХ получается «сложением» характеристик по напряжениям, а при параллельном соединении — «сложением» по токам (рис. 3):

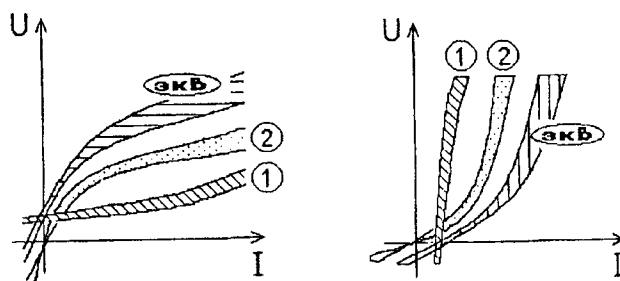


Рис. 3. Преобразование ИВАХ НЭ при последовательном и параллельном соединении элементов

$$\hat{U}(I) = \hat{U}_1(I) + \hat{U}_2(I);$$

$$\hat{I}(U) = \hat{I}_1(U) + \hat{I}_2(U).$$

Применив эти принципы, можно строить ИВАХ последовательно-параллельных интервальных двухполюсников, в том числе эффективно иллюстрировать расчеты простых линейных ИЦ.

5.2. Интервальный двигатель напряжения (ИДН). В качестве простого и вместе с тем интересного примера графического анализа ИЦ рассмотрим ИВАХ ИДН (рис. 4). В соответствии с положительными направлениями токов и напряжений построим ИВАХ ветви $\{E, \hat{R}_1\}$ (вертикальная штриховка) и ветви \hat{R}_2 (горизонтальная штриховка). Учитывая параллельное соединение ветвей, произведем соответствующее сложение характеристик и получим результирующую ИВАХ ИДН.

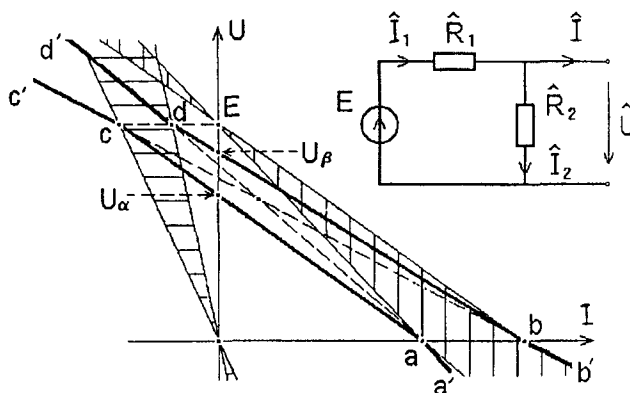


Рис. 4. К анализу ИВАХ интервального делителя напряжения

На ИВАХ можно выделить три характерных участка: $\{U \geq E\}$, $\{E \geq U \geq 0\}$, $\{0 \geq U\}$. На первом участке все токи отрицательны и сложение характеристик дает две ветви: cc' и dd' , причем очевидно, что ветвь cc' формируется двумя нижними оценками сопротивлений $R_{1\alpha}$ и $R_{2\alpha}$; ветвь dd' — верхними оценками сопротивлений $R_{1\beta}$ и $R_{2\beta}$. Аналогичные заключения можно сделать относительно третьего участка, учитывая что на нем все три тока положительны. Уравнения рассмотренных лучей попарно совпадают так, для лучей aa' и dd' и для лучей cc' и

bb' соответственно:

$$U = ER_{2\beta} / (R_{1\beta} + R_{2\beta}) - R_{1\alpha} R_{2\alpha} (R_{1\alpha} + R_{2\alpha}) I;$$

$$U = ER_{2\alpha} / (R_{1\alpha} + R_{2\alpha}) - R_{1\beta} R_{2\beta} (R_{1\beta} + R_{2\beta}) I.$$

Обратимся ко второму участку. Мажорантой ИВАХ на этом участке окажется отрезок db , а минорантой — отрезок ca . Уравнения мажоранты и миноранты:

$$U + IR_{1\alpha} R_{2\beta} / (R_{1\alpha} + R_{2\beta}) = ER_{2\beta} / (R_{1\alpha} + R_{2\beta}) = U_{\beta};$$

$$U + IR_{1\beta} R_{2\alpha} / (R_{1\beta} + R_{2\alpha}) = ER_{2\alpha} / (R_{1\beta} + R_{2\alpha}) = U_{\alpha}.$$

Заметим, что вообще $R_{ca} \neq R_{db}$, однако возможна параллельность анализируемых отрезков. Пара $[U_{\alpha}; U_{\beta}]$ является интервальным напряжением холостого хода ИДН. Таким образом, ИВАХ ИДН представляет собой неограниченную полосу между ломаными $d'dbb'$ и $c'caa'$.

5.3. Аналитические расчеты простых ИЦ. Исследуем на простом численном примере проблемы и возможности, возникающие при аналитических расчетах при вариации алгоритма анализа. Используем в качестве объекта простую ИЦ (рис. 5), в которой интервальная ЭДС включена на три последовательно-параллельных резистора. Пусть параметры ее заданы (в безразмерных единицах):

$$\hat{E} = 12 = [12; 12]; \quad \hat{R}_1 = \hat{R}_2 = \hat{R}_3 = [1; 2].$$

Алгоритм 1. Интервальные расширения традиционных формул преобразования. Используем цепочку стандартных формул для последовательно-параллельной ЭЦ, применив к ним интервальную арифметику, по следующей схеме: рассчитаем общее сопротивление, ток неразветвленной части, напряжения на элементах и токи в разветвлении (результаты расчета занесены в первую строку табл. 1):

$$\hat{R} = \hat{R}_1 + \hat{R}_{23} = \hat{R}_1 + \hat{R}_2 \hat{R}_3 / (\hat{R}_2 + \hat{R}_3); \quad \hat{I}_1 = \hat{E} / \hat{R};$$

$$\hat{U}_1 = \hat{I}_1 \hat{R}_2; \quad \hat{U}_{23} = \hat{I}_1 \hat{R}_{23}; \quad \hat{I}_2 = \hat{I}_3 = \hat{U}_{23} / \hat{R}_2.$$

Как нетрудно видеть, результаты расчетов возможно скорректировать, применив принцип пересечения оценок. Именно, значение постоянной

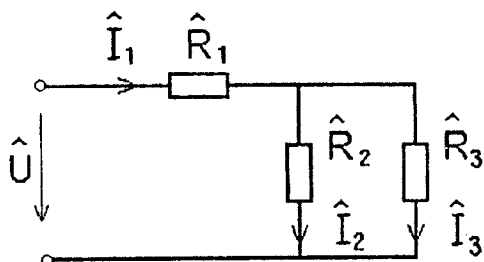


Рис. 5. Схема простой интервальной ЭЦ

ЭДС можно считать оценкой сверху для всех напряжений ветвей. Скорректированные на этих основах ответы приведены во второй строке табл. 1. Корректировки в принципе можно было бы продолжить.

Таблица 1

Строка	Алгоритм	\hat{I}_1	\hat{U}_1	\hat{U}_{23}	$\hat{I}_2 = \hat{I}_3$
1-я	1	[6; 9,55]	[3; 19,2]	[0,75; 19,2]	[0,375; 9,55]
2-я	Корректировка 1	[6; 9,6]	[3; 12]	[0,75; 12]	[0,375; 9,55]
3-я	2	[4; 8]	[4; 16]	[2; 8]	[1; 8]
4-я	Корректировка 2	[4; 8]	[4; 12]	[2; 8]	[1; 8]
5-я	3	[4; 8]	[6; 9,6]	[2,4; 6]	[1,5; 4,8]
6-я	4	[4; 8]	[6; 9,6]	[2,4; 6]	[1,5; 4,8]

Алгоритм 2. Поэтапные преобразования ИЦ. Произведем расчеты, поэтапно применяя простейшие преобразования. Рассчитаем проводимости ветвей, эквивалентные проводимость и сопротивление разветвления, общее сопротивление, общий ток, напряжение на разветвлении и токи в параллельных ветвях:

$$\hat{G}_2 = \hat{G}_3 = 1 / \hat{R}_2; \quad \hat{G}_{23} = \hat{G}_2 + \hat{G}_3; \quad \hat{R}_{23} = 1 / \hat{G}_{23};$$

$$\hat{R} = \hat{R}_1 + \hat{R}_{23}; \quad \hat{I}_1 = \hat{E} / \hat{R}; \quad \hat{U}_1 = \hat{I}_1 \hat{R}_2;$$

$$\hat{U}_{23} = \hat{I}_1 \hat{R}_{23}; \quad \hat{I}_2 = \hat{I}_3 = \hat{U}_{23} \hat{G}_2.$$

Результаты расчета занесем в третью строку, а после корректировки — в четвертую строку табл. 1. Как видно, результаты расчета дают более узкие границы для искомых величин.

Алгоритм 3. Использование формул с монотонным вхождением переменных. Предварительно представим формулы анализа в специальном виде. Так, для последовательно-параллельной ЭЦ в ряде задач удобно представление входной функции в виде цепной дроби. Используем эту идею для представления всех искомых переменных в совокупности формул:

$$\hat{I}_1 = \hat{E} (\hat{R}_1 + (\hat{R}_2^{-1} + \hat{R}_3^{-1})^{-1})^{-1};$$

$$\hat{U}_1 = \hat{E} (1 + \hat{R}_1^{-1} (\hat{R}_2^{-1} + \hat{R}_3^{-1})^{-1})^{-1};$$

$$\hat{U}_{23} = \hat{E} (1 + \hat{R}_1 (\hat{R}_2^{-1} + \hat{R}_3^{-1}))^{-1};$$

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_3 = \hat{E} (\hat{R}_1 + \hat{R}_2 + \hat{R}_1 \hat{R}_2 \hat{R}_3^{-1})^{-1}.$$

Анализ показывает, что расчет по алгоритму 3 дает неуклучаемые оценки (пятая строка табл. 1). (Заметим, что здесь остаются в стороне вопросы, связанные с погрешностями вычислений, когда различные алгоритмы вносят заведомо различные ошибки в конечный результат расчетов.) Эффективность последних выражений интерваль-

ных вычислений определяется тем, что они являются монотонными функциями своих интервальных переменных.

Алгоритм 4. В заключение примера приведем результаты исследования полной системы уравнений и ограничений задачи (шестая строка табл. 1).

5.4. *Сравнительный анализ элементарных методов анализа.* Некоторый опыт численного моделирования, накопленный при решении простого примера, уже позволяет сформулировать достаточно общие выводы.

Наиболее подробный и точный анализ дает расчет на основе полной системы уравнений и ограничений задачи. Следует отметить его громоздкость. Если использовать формулы, в которых переменные входят заведомо монотонным образом, то интервальная арифметика дает верные результаты, которые совпадают с результатами анализа полной системы уравнений и ограничений. Однако здесь встает вопрос о том, что необходимо получать эти формулы для каждой из искоемых переменных в отдельности. Такая постановка задачи придает особое значение символично-аналитическим методам. Традиционные формулы преобразований, используемые в теории ЭЦ, даже в простейших случаях оказываются неэффективными.

Поэтапные численно-аналитические преобразования, моделирующие своим процессом вывод традиционных формул, позволяют, по сравнению с последними, получать лучшие результаты. Графические методы для линейных ЭЦ, по существу, лишь являются графической копией соответствующих численно-аналитических методов. Следует отметить процесс корректировки оценок, который должен служить одной из основ для итерационных уточнений решения. Следует ожидать, что при расчете сложных интервальных ЭЦ эффективным окажется комплексное использование различных приемов и методов.

6. *Формальное описание сложной ИЦ.* Полная система уравнений линейной ЭЦ постоянного тока (в матричной форме) включает уравнения по законам Кирхгофа и Ома:

$$\mathbf{A}\mathbf{I} = \mathbf{0}; \quad (3)$$

$$\mathbf{B}\mathbf{U} = \mathbf{0}; \quad (4)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{E} + \mathbf{R}(\mathbf{J} - \mathbf{I}) \text{ либо } \mathbf{I} = \mathbf{J} + \mathbf{G}(\mathbf{E} - \mathbf{U}), \quad (5)$$

где, как обычно, \mathbf{A}, \mathbf{B} — матрицы инцидентий и контуров ЭЦ; $\mathbf{U}, \mathbf{I}, \mathbf{E}, \mathbf{J}$ — матрицы-столбцы напряжений, токов, источников ЭДС и источников токов ветвей соответственно; $\mathbf{R} = \mathbf{G}^{-1}$ — квадратные матрицы сопротивлений и проводимостей ветвей; размеры упомянутых матриц оп-

ределяются количеством ветвей ЭЦ p и узлов q .

Накладывая ограничения на переменные, выражение для закона Ома следует заменить на условие принадлежности возможного режима некоторой точке ИВАХ:

$$(I_k, U_k) \in \Omega_k, \quad k = \overline{1, p}. \quad (6)$$

В общем случае ставим задачи определения максимумов и минимумов с учетом ограничений (3), (4), (6):

$$\max, \min_{\Omega_k} (I_k, U_k), \quad k = \overline{1, p}. \quad (7)$$

Если в формулах (3)–(5) перейти от обычных переменных к интервальным, то сразу можно получить интервальные аналоги общепринятых методов расчета, например, метода узловых потенциалов:

$$\mathbf{A} \hat{\mathbf{G}} \mathbf{A}^T \hat{\boldsymbol{\phi}} = -\mathbf{A} \hat{\mathbf{J}}, \quad (8)$$

где $\hat{\boldsymbol{\phi}}$ — интервальный вектор узловых потенциалов размером $(q-1)$, и вектор напряжений ветвей связан с ним через матрицу инцидентий $\hat{\mathbf{U}} = -\mathbf{A}^T \hat{\boldsymbol{\phi}}$. Формальное решение для векторов токов и напряжений может быть записано как

$$\hat{\mathbf{U}} = \mathbf{A}^T (\mathbf{A} \hat{\mathbf{G}} \mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A} \hat{\mathbf{J}}; \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{I}} = (\mathbf{1} - \hat{\mathbf{G}} \mathbf{A}^T (\mathbf{A} \hat{\mathbf{G}} \mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A}) \hat{\mathbf{J}}. \quad (10)$$

Ясно, что попытка непосредственной реализации алгоритма, описываемого соотношениями (9), (10), скорее всего, не приведет к успеху, поскольку при перемножении и обращении интервально-значных матриц с помощью интервальной арифметики результат вычислений приведет к широким интервальным оценкам переменных, не представляющим интереса. На первый взгляд, категоричность последнего утверждения приводит к выводу о бесполезности традиционных методов анализа ЭЦ при интервальных исходных данных. Проблема заключается в том, что, как было показано выше, ограничения ИВАХ ОБ нелинейны и невыпуклы даже для линейных ЭЦ, и все это усугубляется «проклятием размерности».

В этой связи необходимо, обратившись к теории ЭЦ, использовать идеи и способы декомпозиции задачи, ее планомерных преобразований для получения эффективного решения. При этом учитываем, что нелинейность и невыпуклость ограничений сосредоточены в описаниях элементов, а общесистемные законы сохранения — законы Кирхгофа по своей сути линейны всегда и должны выполняться для любого сочетания переменных, принадлежащих Ω . Таким образом, решение проблемы следует искать на пути оптимизации представления ИВАХ ветвей, дающего

возможность воспользоваться плодами опыта теории ЭЦ.

Поскольку ясно, что задачу (8) в общем случае придется решать с помощью итерационной процедуры, в основу ее положим следующие принципы: приведение ограничений к выпуклым, линеаризация ограничений и принцип пересечения оценок.

7. Эквивалентирование обобщенной ветви. Эквивалентная замена элементов и фрагментов ЭЦ играет важную роль в теории и практике анализа ЭЦ. Обратимся к некоторым случаям, когда удастся положительно решать вопрос о точной или приближенной замене элементов ИЦ.

Для ОВ с точным резистором $\{\hat{E}, \hat{J}, R\}$ ИВАХ представляет полосу (рис. 6):

$$((J_{\alpha} - I)R + E_{\alpha}) \leq U \leq (J_{\beta} - I)R + E_{\beta};$$

аналогично (3), возможны эквивалентные преобразования источников:

$$\{\hat{E}, \hat{J}, R\} \equiv \{(\hat{E} + \hat{J}R), 0, R\} \equiv \{0, (\hat{E}/R + \hat{J}), R\}.$$

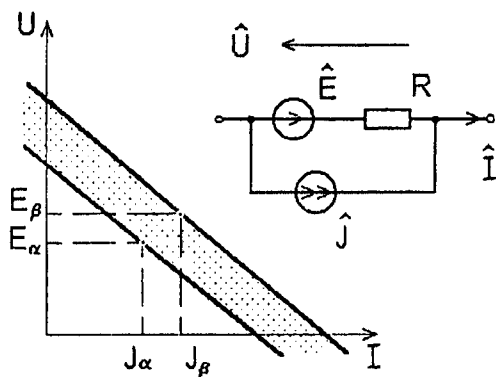


Рис. 6. ИВАХ обобщенной ветви с точным сопротивлением

Другой класс частных случаев связан с тем, что эквивалентность различных ОВ можно попытаться обеспечить на подмножестве режимов $\Omega \subset \Omega_{ОВ}$. К примеру, если для ОВ $\{\hat{E}, \hat{J}, \hat{R}\}$ принять $I \geq J_{\beta}$, то можно найти эквивалентную с точными источниками ЭДС и тока и интервальным резистором:

$$\{\hat{E}, \hat{J}, \hat{R}\} \equiv \{E_0, J_0, \hat{R}\},$$

где

$$E_0 = (E_{\beta}R_{\beta} - E_{\alpha}R_{\alpha}) / (R_{\beta} - R_{\alpha});$$

$$J_0 = (E_{\alpha} - E_{\beta}) / (R_{\beta} - R_{\alpha}).$$

Такое представление не единственно и является первым шагом к постановке задачи аппроксимации ИВАХ некоторой ветви. Если добавить к ИВАХ ОВ естественные ограничения на ток и напряжение, получим:

$$\Omega_0 = \Omega_{ОВ} \cap \Omega_{UI} = \{[\max(U_{\alpha}, U_{ОВ\alpha}),$$

$$\min(U_{\beta}, U_{ОВ\beta})], I \in [I_{\alpha}, I_{\beta}]\}.$$

Однако из идей интервального анализа — нахождение некоторого минимального объемлющего множества режимов, которое можно описать удобной моделью. Простейший вариант — аппроксимация ИВАХ описанным прямоугольником, т.е. замена Ω_0 на Ω_{UI} , которую можно интерпретировать как интервальный аналог теоремы о компенсации. Однако такая аппроксимация далеко не всегда конструктивна.

Значительный интерес представляет аппроксимация произвольной ОВ $\{\hat{E}, \hat{J}, \hat{R}\}$ другой ОВ $\{\hat{E}', \hat{J}', R'\}$ с обычным (точным) резистором. При итерационном процессе уточнения оценок режимов ИЦ на каждом этапе в наиболее громоздкой вычислительной части алгоритмов, построенных на соотношениях типа (9), (10), в вычислениях будут фигурировать обычные переменные, а интервальные векторы — использоваться лишь однажды, на последнем этапе расчета. Такая задача аппроксимации сводится к заключению ИВАХ между двумя параллельными прямыми. Она решается неоднозначно. В качестве достаточно разумного критерия оптимальности аппроксимации примем минимум относительной вариации эквивалентного источника (например, источника тока):

$$\min_{\Omega} \delta = \min_{\Omega} [(J_{\beta} - J_{\alpha}) / ((J_{\beta} + J_{\alpha}) / 2)].$$

Попутно отметим, что аналогичным образом можно аппроксимировать интервальную ветвь в комплексной области, разделив действительные и мнимые части.

8. Общие принципы анализа интервальной ЭЦ. Общий алгоритм решения задачи анализа интервальной ЭЦ можно сформулировать в виде итерационной процедуры, включающей три блока: оптимальную аппроксимацию ИВАХ с помощью пары параметров $[G_{\text{опт}}, \hat{J}]$ либо $[R_{\text{опт}}, \hat{E}]$, решение системы уравнений ЭЦ вида (9), (10) и окончательное согласование ограничений.

Сведем эти результаты воедино. Итак, интервальная ЭЦ задана множеством ОВ, априори имеющими заданные ИВАХ $\{\Omega_k\}$; эти ИВАХ включают в себя интервальные оценки параметров ветви: сопротивлений, источников ЭДС и тока, априорные оценки напряжений и токов и, быть может, еще некоторые дополнительные ограничения (к примеру, нелинейные ограничения на мощности). Все перечисленные ограничения априори считаем согласованными. Схема соединения задается матрицей инцидентности A , с которой ассоциируем также матрицу независимых контуров B .

1-й шаг итерации.

а) Находим оптимизированные значения параметров аппроксимации ОБ:

$$\{\Omega_k\} \Rightarrow \{[G_k^{(1)}, \hat{J}_k^{(1)}], [R_k^{(1)}, \hat{E}_k^{(1)}]\}.$$

б) Составляем соответствующие матрицы $G_b^{(1)}$, $R_b^{(1)}$, $\hat{J}_b^{(1)}$, $\hat{E}_b^{(1)}$ и решаем уравнения

$$\hat{U}_b^{(1)} = A^T [(A G_b^{(1)} A^T)^{-1} A \hat{J}_b^{(1)}];$$

$$\hat{I}_b^{(1)} = B^T [(B R_b^{(1)} B^T)^{-1} B \hat{E}_b^{(1)}].$$

в) Используя принцип пересечения оценок, согласовываем полученные результаты:

$$\{\Omega_k^{(1)}\} = \{\Omega_k \cap \hat{U}_k^{(1)} \cap \hat{I}_k^{(1)}\};$$

$$U_{k \text{ согл}}^{(1)} = [\min_{\Omega_k^{(1)}} U_k, \max_{\Omega_k^{(1)}} U_k];$$

$$I_{k \text{ согл}}^{(1)} = [\min_{\Omega_k^{(1)}} I_k, \max_{\Omega_k^{(1)}} I_k].$$

j-й шаг итерации.

а)

$$\{\Omega_k^{(j-1)}\} \Rightarrow \{[G_k^{(j)}, \hat{J}_k^{(j)}], [R_k^{(j)}, \hat{E}_k^{(j)}]\}. \quad (11)$$

б) Составляем матрицы $G_b^{(j)}$, $R_b^{(j)}$, $\hat{J}_b^{(j)}$, $\hat{E}_b^{(j)}$ и решаем уравнения:

$$\hat{U}_b^{(j)} = A^T [(A G_b^{(j)} A^T)^{-1} A \hat{J}_b^{(j)}]; \quad (12)$$

$$\hat{I}_b^{(j)} = B^T [(B R_b^{(j)} B^T)^{-1} B \hat{E}_b^{(j)}]. \quad (13)$$

в) Согласовываем результаты:

$$\{\Omega_k^{(j)}\} = \{\Omega_k^{(j-1)} \cap \hat{U}_k^{(j)} \cap \hat{I}_k^{(j)}\} \quad (14)$$

$$U_{k \text{ согл}}^{(j)} = [\min_{\Omega_k^{(j)}} U_k, \max_{\Omega_k^{(j)}} U_k] \quad I_{k \text{ согл}}^{(j)} = [\min_{\Omega_k^{(j)}} I_k, \max_{\Omega_k^{(j)}} I_k]. \quad (15)$$

Критерием окончания итерационного процесса может служить, как обычно, либо количество итераций, либо практическое окончание сходимости процесса.

Сделаем два замечания. Первое из них — утверждение, что процесс не будет расходиться, поскольку здесь реализован принцип сжатых отображений (принцип пересечения оценок), хотя, строго говоря, данный алгоритм носит эвристический характер. Второе — представляется, что одновременное параллельное решение задачи в нескольких (здесь в двух) координатных базисах может давать достаточно оптимистичные перспективы решения задачи.

9. Интервальные четырехполюсники. Можно назвать три обычных способа задания линейных

четырёхполюсников: в виде схемы замещения, с помощью какой-либо из матриц параметров, и, наконец, графический — в виде семейств характеристик. Для линейных ЭЦ последний способ практически не применяется, но, учитывая особый интерес к графической интерпретации расчетов при анализе интервальных ЭЦ, обратим на него внимание.

Для четырехполюсника имеем пару уравнений, например в Z-форме:

$$U_1 = f_1(I_1, I_2); \quad U_2 = f_2(I_1, I_2).$$

Нелинейные четырехполюсники отличаются лишь нелинейностью функций f_1 и f_2 . Для интервальных четырехполюсников эта система уравнений имеет тот же вид, лишь функции оказываются интервально-значными (в общем случае интервально-значными оказываются как токи, так и параметры четырехполюсника):

$$\hat{U}_1 = \hat{f}_1(\hat{I}_1, \hat{I}_2); \quad \hat{U}_2 = \hat{f}_2(\hat{I}_1, \hat{I}_2).$$

Так, например, представленное семейство характеристик четырехполюсника может оказаться в виде, изображенном на рис. 7. Интервальное представление идеального активного четырехполюсника (зависимого источника) элементарно. Оно заключается в переходе к интервальному

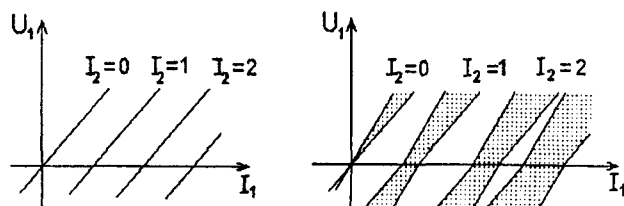


Рис. 7. Сравнение семейств характеристик точного и интервального четырехполюсников

коэффициенту передачи \hat{K} .

10. Пример анализа интервальной активной ЭЦ. Рассмотрим (рис. 8) простую ЭЦ с зависимым источником. Имея достаточно размытую информацию о параметрах ЭЦ, следует качественно оценить возможные режимы в данной

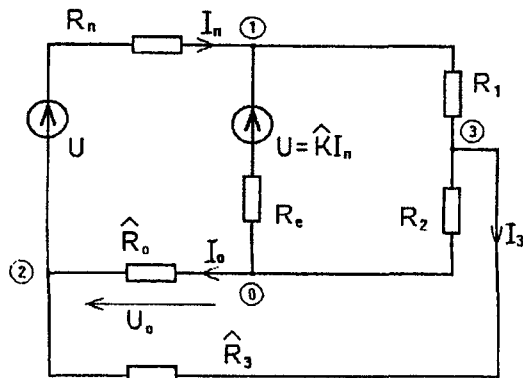


Рис. 8. Разветвленная активная интервальная ЭЦ

системе. Эта ЭЦ интересна тем, что представляет эквивалентную схему простой реальной системы теплоснабжения. Сопротивления R_{Π} и R_0 представляют собой сопротивления прямого и обратного трубопроводов. Для обеспечения надлежащего режима в системе имеется элеватор, представленный зависимым источником напряжения (управляется током I_{Π} с коэффициентом передачи K), создающий циркуляцию теплоносителя по контуру элеватор — потребитель. Имеется также информация о том, что у потребителя возможен дополнительный отвод с отдельной обратной трассой (R_3). Интерес к этой, в принципе достаточно несложной, задаче обусловлен наблюдавшимися в практической эксплуатации некоторыми странными эффектами. В этой связи была поставлена задача аналитически исследовать цепь, подтвердить или опровергнуть корректность экспериментальных данных и при их подтверждении сделать попытку их объяснить. Не останавливаясь на деталях, отметим лишь, что задача была сведена к оценке возможности перемены направления потока в обратной ветви.

Численные значения параметров схемы замещения выбирались (в относительных единицах), исходя из заданного примерного распределения расходов и напоров в «нормальном» режиме работы, без дополнительного отбора. В качестве точных элементов приняты напор источника U , суммарное расчетное сопротивление нагрузки ($R_1 + R_2 = 1$), сопротивление ветви элеватора $R_E = 0,05$. Интервальные параметры: $\hat{R}_2 = [0,25; 0,5]$, $\hat{R}_3 = [0,9; 1,5]$, $\hat{K} = [1,15; 1,2]$. Описав приведенную электрическую схему замещения гидравлической цепи уравнениями по законам Кирхгофа и Ома, получим решение. Для наглядности приведем его в координатах (U_0, I_0) на рис. 9. Область возможных решений заштрихована темным цветом, откуда следует, что I_0 в реальности может принимать отрицательные значения и этот фактор необходимо учитывать при проектировании расположения контрольно-

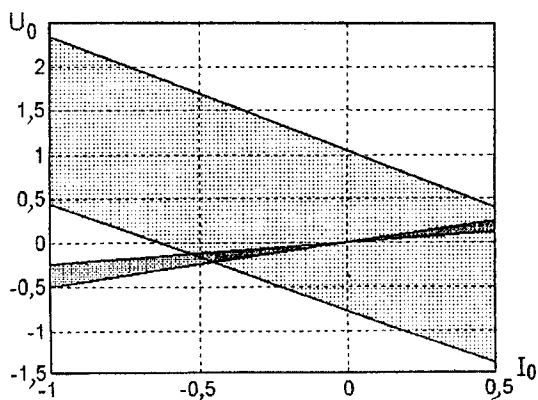


Рис. 9. Области возможных режимов ЭЦ

измерительных приборов.

11. Интервальные ограничения в комплексной области. В основе описания цепей установившегося синусоидального тока лежит символический метод, когда при решении задач используются комплексные изображения токов и напряжений; эти понятия обобщаются на интервальные параметры:

$$\hat{U}_k = \hat{U}_k \angle \hat{\varphi}_k = [U_{k\alpha}; U_{k\beta}] \angle [\varphi_{k\alpha}; \varphi_{k\beta}] = \hat{U}_k' + j\hat{U}_k''.$$

(Здесь штриховые обозначения применены для обозначения вещественной и мнимой частей комплексной величины.)

Поскольку анализ ЭЦ в комплексной области приводится к вычислениям в действительной области с разделяемыми вещественными и мнимыми частями переменных, распространение идей, заложенных в понятиях ИВАХ, их аппроксимации, применения для расчета интервальных ЭЦ не встречает методических проблем. Связанные с этим построения становятся более громоздкими, увеличивается размерность задач, и, ясно, ухудшаются условия сходимости итерационного процесса решения. В задачах возникают свои особенности, которые могут представить специальный интерес.

В соответствии со способом представления комплексных величин в показательной или алгебраической форме эта область, соответственно, имеет вид либо секторного фрагмента комплексной области, либо прямоугольного. Если ограничения заданы в виде сектора, то придется иметь дело с нелинейными ограничениями и при необходимости область придется аппроксимировать. Кстати, эта нелинейность ограничений является типичным ограничением, здесь же естественно вспомнить об ограничениях на мощность.

В цепях с высокой добротностью можно положить резистивные составляющие (действительные) комплексных сопротивлений равными нулю и задача распадается на две. В одной из них от вещественных составляющих заданных источников напряжения и мнимых составляющих заданных источников тока находим мнимые составляющие искомых токов, в другой — от мнимых составляющих заданных источников напряжения и вещественных составляющих заданных источников тока находим вещественные составляющие искомых токов, и описание каждой из двух названных задач формально совпадает с описанием интервальной задачи в резистивной цепи.

12. Длинная линия с интервальным участком. Проиллюстрируем изложенные выше принципы на примере описания уравнений длинной линии с учетом интервальности некоторого ее внут-

ренного фрагмента. Ясно, что здесь придется применять комплекснозначную арифметику. Рассмотрим модель однопроводной линии, в которой ее внутренний участок, к примеру, поражен гололедом. Начальный и конечный участки свободны от гололедных покрытий, их параметры известны. В схеме замещения среднего участка параметр $b_{\text{л}}$ — емкостная проводимость, отражающая емкость провода на землю при условии, что часть диэлектрика, непосредственно примыкающая к проводнику, — слой льда. Активная проводимость $g_{\text{л}}$ моделирует потери энергии в слое льда (рис. 10). Параметры $g_{\text{л}}$ и $b_{\text{л}}$ введем как интервальные:

$$\hat{g}_{\text{л}} = [g_{\text{л}\alpha}; g_{\text{л}\beta}]; \quad \hat{b}_{\text{л}} = [b_{\text{л}\alpha}; b_{\text{л}\beta}].$$

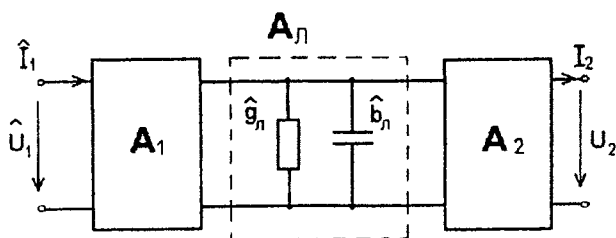


Рис. 10. Представление длинной линии с интервальным участком

Теперь объединим в один четырехполюсник A_1 начальный участок и во второй четырехполюсник A_2 конечный участок линии. При этом их комплексные A -параметры:

$$A_1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}; \quad A_2 = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}.$$

Кроме того, образуем еще один четырехполюсник $A_{\text{л}}$ (отражающий влияние гололеда), в состав которого входит комплексная проводимость $\hat{Y}_{\text{л}} = \hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}$:

$$A_{\text{л}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}} & 1 \end{bmatrix}.$$

Каскадное соединение четырехполюсников A_1 , $A_{\text{л}}$ и A_2 эквивалентно одному четырехполюснику A_0 с параметрами, определяемыми произведением:

$$A_0 = A_1 A_{\text{л}} A_2 = \begin{bmatrix} A_1 A_2 + B_1 B_2 + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) A_2 B_1 & A_1 B_2 + B_1 D_2 + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) B_1 B_2 \\ A_2 C_1 + C_2 D_1 + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) A_2 D_1 & B_2 C_1 + D_1 D_2 + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) B_2 D_1 \end{bmatrix}.$$

Из алгебраического вида элементов матрицы A_0 следует, что она может быть представлена

с помощью суммы:

$$A_0 = A_{0\text{и}} + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) \Delta,$$

где

$$A_{0\text{и}} = \begin{bmatrix} A_{0\text{и}} & B_{0\text{и}} \\ C_{0\text{и}} & D_{0\text{и}} \end{bmatrix} = A_1 A_2 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 A_2 + B_1 B_2 & A_1 B_2 + B_1 D_2 \\ A_2 C_1 + C_2 D_1 & B_2 C_1 + D_1 D_2 \end{bmatrix};$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 B_1 & B_1 B_2 \\ A_2 D_1 & B_2 D_1 \end{bmatrix}.$$

В соответствии с этим представлением выходные величины получим в виде суммы точной и дополнительного интервального слагаемых:

$$\begin{bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{I}_1 \end{bmatrix} = A_0 \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = A_{0\text{и}} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} + (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) \Delta \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}$$

или

$$\hat{U}_1 = \dot{U}_{1\text{и}} + \hat{U}_{1\text{доп}}; \quad \hat{I}_1 = \dot{I}_{1\text{и}} + \hat{I}_{1\text{доп}},$$

где точные слагаемые

$$\dot{U}_{1\text{и}} = A_{0\text{и}} \dot{U}_2 + B_{0\text{и}} \dot{I}_2; \quad \dot{I}_{1\text{и}} = C_{0\text{и}} \dot{U}_2 + D_{0\text{и}} \dot{I}_2$$

и интервальные слагаемые

$$\hat{U}_{1\text{доп}} = (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) (\Delta_{11} \dot{U}_2 + \Delta_{12} \dot{I}_2);$$

$$\hat{I}_{1\text{доп}} = (\hat{g}_{\text{л}} - j\hat{b}_{\text{л}}) (\Delta_{21} \dot{U}_2 + \Delta_{22} \dot{I}_2).$$

Поставленная задача получения простого описания решена, поскольку здесь минимизировано количество действий с интервальными величинами. Можно лишь добавить следующее. Учитывая, что наибольший интерес в данном исследовании представляют собой именно интервальные слагаемые, можно при желании осуществлять их дальнейшую детализацию.

13. Объединение несвязных фрагментов ИВАХ. Рассмотрим вопросы объединения нескольких несвязных фрагментов ИВАХ-областей возможных режимов, полученных для одного и того же элемента на основе различных экспериментов. Такие задачи носят, как правило, характер диагностических. Существенное значение здесь приобретают специальные предположения о виде элемента и свойствах ИВАХ. Хорошо иллюстрирует эту ситуацию рис. 11, когда требуется восстановить ИВАХ по ее двум фрагментам при естественном требовании, чтобы любая реализация ВАХ проходила через оба фрагмента. Если эти фрагменты характеризуют един-

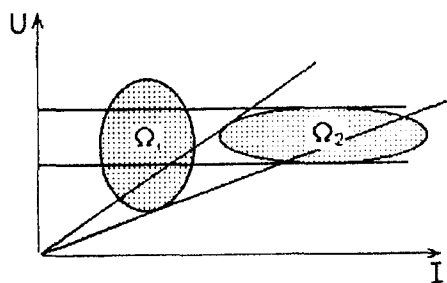


Рис. 11. Сравнение вариантов аппроксимации фрагментов ИВАХ

ственный линейный интервальный элемент, то естественно их заключить в сектор с вершиной в начале координат, а если речь идет об интервальном источнике ЭДС то — в полосу, параллельную оси токов.

В идеальном случае область возможных электрических режимов элемента стягивается в точку, и для линейного элемента с известным характером можно точно указать значение его параметра; для нелинейного элемента получаем одну точку на ВАХ. На основе p экспериментов можно получить лишь p точек искомой ВАХ, при наличии отождествляемых параметров (предположение об идентичности некоторых характеристик различных элементов) число точек ВАХ будет большим. При диагностировании нелинейных характеристик естественно использовать гипотезы достаточно общего вида относительно их аналитических свойств. В качестве таких простейших и вместе с тем фундаментальных свойств можно назвать, например, монотонность самой характеристики и (или) ее производных ограниченность (как сверху, так и снизу) первой и (или) высших производных и т.п.

Другая сторона проблемы состоит в том, что практически в результате обработки j -го ($j=1, \dots, p$) диагностического эксперимента вместо точки получаем область Ω_j на плоскости (U, I) . При этом считается, что она обязательно содержит хотя бы одну точку ИВАХ:

$$\exists \Omega_j \exists a_j \in \Omega_j (a_j \in \text{ВАХ}). \quad (16)$$

Рассмотрим задачу построения допустимой области для всех возможных ВАХ нелинейных элементов (т.е. ИВАХ), одновременно удовлетворяющих априори заданным аналитическим свойствам искомой функции и соотношению (16).

Пусть ВАХ должна удовлетворять свойству S . Тогда с каждой точкой $a \in \Omega_j$ можно ассоциировать область $R(a)$ точек, не противоречащих этому свойству, и с каждой областью Ω_j ассоциируем область «разрешенных» точек ВАХ:

$$R(\Omega_j) = \bigcup R(a), \quad a \in \Omega_j$$

и область «запрета»:

$$Z(\Omega_j) = \bar{R}(\Omega_j).$$

Поскольку ВАХ не должна противоречить всем Ω_j полная область «запрета» на ВАХ получается:

$$Z = \bigcup Z(\Omega_j) = \bar{R}. \quad (17)$$

Пусть, например, известно, что ВАХ — монотонная кривая (для определенности — неубывающая). Допустим также, что в результате p диагностических экспериментов получено множество ее точек $a_j = (U_j, I_j)$, $j=1, p$, принадлежащих искомой ВАХ. Тогда запрещенная зона $Z(a)$, ассоциированная с точкой $a = (U_a, I_a)$, представляет совокупность точек на плоскости (U, I) , определяемых соотношением

$$Z(a) = \{(U, I) = (U < U_a, I > I_a) \vee (U > U_a, I < I_a)\}. \quad (18)$$

Это соотношение отражает свойство неубывания искомой характеристики.

Очевидно, что, во-первых, разрешенная зона R для монотонной ВАХ представляет собой совокупности прямоугольников, «склеенных» вершинами в точках a_j , и, во-вторых, необходимым условием существования связной зоны является возможность упорядочения точек a_j в соответствии с принципом монотонности. При невыполнении этого условия, т.е. при появлении несовместных точек, разрешенная зона оказывается несвязной, а задача построения ВАХ — противоречивой. Теперь предположим, что в результате j -го эксперимента получен фрагмент ИВАХ Ω_j , который заведомо содержит в себе хотя бы одну точку ВАХ. Для каждой пары $(U_k^j, I_k^j) \in \Omega_j$ имеем область запрета Z_k^j и область разрешенных точек \bar{Z}_k^j . Суммарную разрешенную область от всех точек $(U_k^j, I_k^j) \in \Omega_j$ получим объединением $\bigcup \bar{Z}_k^j$ и, в конечном итоге, образуем область запрета, ассоциированную с Ω_j (рис. 12):

$$Z(\Omega_j) = (U < \min U, I > \max I) \vee (U > \max U, I < \min I). \quad (19)$$

Принцип монотонности является частным случаем ограничения на первую производную (ее неотрицательность). В более общем случае ($dU/dI \in [U'_\alpha, U'_\beta]$) для множества экспериментальных точек $\{a_j\}$ некоторой ВАХ, суммарная разрешенная зона представляет собой связную область («склеенную» вершинами параллелограмма в точках a_j). Когда в результате j -го эксперимента на плоскости (U, I) получаем замкнутую область Ω_j , то зону запрета, ассоциированную с ней,

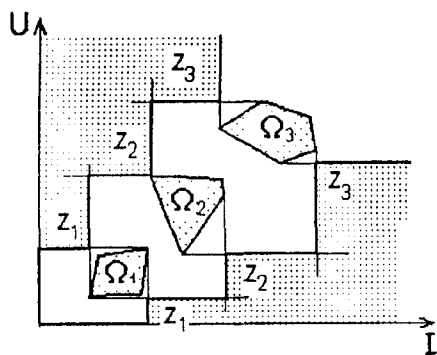


Рис. 12. Объединение фрагментов ИВАХ по принципу монотонности

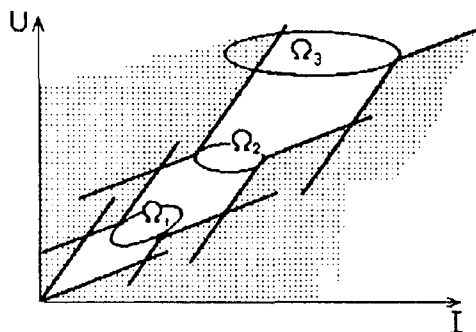


Рис. 13. Объединение фрагментов ИВАХ при ограничениях на первую производную

следует искать в соответствии с (17), и множество допустимых решений получим по аналогии с (19), как показано на рис. 13. Аналогичные рассуждения позволяют учитывать свойства выпуклости ВАХ.

14. Пример задачи диагностирования ИВАХ. Задана нелинейная ЭЦ (рис. 14) с двумя идентичными нелинейными резисторами НЭ1 и НЭ2, ВАХ которых подлежат определению. Заданы R -параметры линейного пассивного четырехполюсника:

$$R = \begin{bmatrix} 15 & 10 \\ 10 & 25 \end{bmatrix}.$$

Априорная информация о нелинейных зависимостях: заданы ограничения на токи, напряжения и статические сопротивления $R_{ст}$ —

$$2 \leq R_{ст} \leq 20, \quad 0 \leq U \leq 15, \quad 0 \leq I \leq 6.$$

Кроме того, известно, что ВАХ выпукла к оси напряжения.

Пять диагностических экспериментов отли-

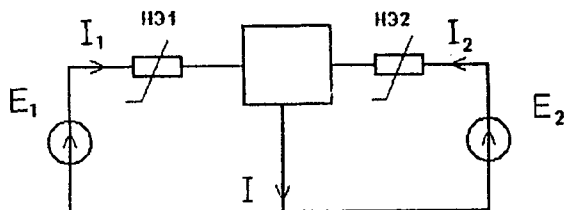


Рис. 14. Схема к примеру диагностирования ИВАХ НЭ

чаются векторами источников (E_1, E_2), измеряется только ток I (первая — третья колонки табл. 2).

Таблица 2

j	E_1	E_2	I	a_j	b_j	c_j	d_j
1	17,5	22,5	1,0	4,29 0,643	6,0 0,3	2,0 0,7	7,14 0,357
2	35,0	45,0	2,0	8,57 1,29	12,0 0,6	4,0 1,4	14,3 0,714
3	42,5	92,0	3,5	4,0 0,7	6,0 0,3	9,0 3,2	15,0 2,8
4	75,0	149,0	6,0	4,93 1,07	11,2 0,765	10,5 5,24	15,0 4,93
5	139,0	189,0	10,0	13,7 5,07	15,0 4,8	11,0 5,2	15,0 4,93

Формальное описание задачи j -го эксперимента:

Уравнения: $U_1 + I_1 R_{11} + I_2 R_{12} = E_1$; $U_2 + I_1 R_{21} + I_2 R_{22} = E_2$; $I_1 + I_2 = I$.

Ограничения: $0 \leq U_1, U_2 \leq 15$, $0 \leq I_1, I_2 \leq 6$,
 $U_1 - 2I_1 \geq 0$; $-U_1 + 20I_1 \geq 0$;
 $U_2 - 2I_2 \geq 0$; $-U_2 - 20I_2 \geq 0$

(здесь, для краткости, индекс j -номера эксперимента опущен).

В результате анализа системы для каждого j получим области значений $\{U_{1j}, I_{1j}\} \in \Omega_{1j}$ и $\{U_{2j}, I_{2j}\} \in \Omega_{2j}$, причем в данном случае эти области вырождаются в отрезки прямых $a_j b_j$ и $c_j d_j$. (Координаты точек: $a_j = (U_{1\min}, I_{1\max})$, $b_j = (U_{1\max}, I_{1\min})$, $c_j = (U_{2\min}, I_{2\max})$, $d_j = (U_{2\max}, I_{2\min})$) приведены в (четвертой—шестой колонках табл. 2.)

Поскольку ИВАХ элементов подразумеваются идентичными, все эти области строим в общей системе координат на рис. 15. Мажоранту и миноранту результирующей ИВАХ получаем, руководствуясь идеями, изложенными выше с учетом выпуклости характеристики к оси напряжений.

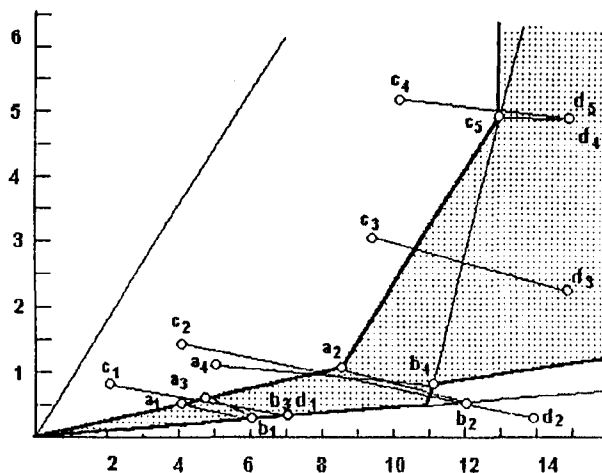


Рис. 15. Результат диагностирования ИВАХ НЭ

Выводы. 1. Опыт теории ЭЦ свидетельствует, что при всякой новой формализации задачи, при систематическом введении в ее условие дополнительных факторов либо при применении новых математических методов возникают как новые возможности, так и новые проблемы в эквивалентировании ЭЦ (схемном представлении идеализированными моделями) и в применении традиционных методов решения задач. Интервальная постановка задачи анализа ЭЦ приобретает явно выраженную специфику, отражающую неоднозначность (неопределенность) в связях между токами и напряжениями, характеризующими режимы работы элементов.

2. В своих элементарных постановках теория интервального анализа ЭЦ демонстрирует возможности методического обобщения, ориентированного на классические основы традиционной теории ЭЦ.

3. Представляется, что в курсах теоретической электротехники для студентов и аспирантов есть определенные возможности ввести специальные главы, посвященные интервальному анализу ЭЦ, которые интегрировали бы опыт решения таких задач.

4. Несмотря на то, что в представленной статье намечены некоторые основы постановки и методов решения простых задач интервального анализа ЭЦ, неисследованные области в этой проблеме представляют собой обширное поле деятельности. Достаточно назвать лишь проблему интервального анализа переходных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Koley L. Interval analysis — a new tool for modelling and investigating system. — Proceeding Int. AMSNE cong. Modeling and simulation, Athens, 1984, June 27–29, vol. 1.2.
2. Edward P. Oppenheimer, Antony N. Michel. Application of Interval Analysis Techniques to Linear Systems: Part 1 —

Fundamental results. — IEEE Trans. on Circuit and Systems, 1988, vol. 35, № 9.

3. Edward P. Oppenheimer, Antony N. Michel. Application of Interval Analysis Techniques to Linear Systems: Part 2 — Interval Matrix Exponential Function. — IEEE Trans. on Circuit and Systems, 1988, vol. 35, № 10.

4. Edward P. Oppenheimer, Antony N. Michel. Application of Interval Analysis Techniques to Linear Systems: Part 3 — Initial Value Problems. — IEEE Trans. on Circuit and Systems, 1988, vol. 35, № 9.

5. Манусов В.В., Моисеев С.М., Перков С.Д. Интервальный анализ режимов электрических систем. — Изв. вузов. Электромеханика, 1998, № 9.

6. 1993 IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems.

7. Алефельд Г., Херцбергер Ю. Введение в интервальные вычисления /Пер. с англ., под ред. Матиясевича Ю.В. — М.: Мир, 1987.

8. Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А. Диагностика электрических цепей. — М.: Энергоатомиздат, 1983.

[23.04.98]

Авторы: Киншт Николай Владимирович окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1960 г. Защитил докторскую диссертацию в 1986 г. в Московском энергетическом институте на тему «Диагностика электрических цепей (теория и методы)». Заведующий лабораторией электрофизики и электроэнергетики Института автоматизации и процессов управления Дальневосточного отделения РАН (г. Владивосток).

Кац Марат Аврамович окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ) в 1953 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1969 г. на тему «Колебания в главной цепи инвертора с последовательно соединенными конденсаторами». Профессор кафедры ТОЭ Дальневосточного государственного технического университета (г. Владивосток).

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ И ЧИТАТЕЛЕЙ!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей. Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала.

Метод анализа электромагнитного поля в индукционных устройствах

ТИМОФЕЕВ В.Н., ХРИСТИНИЧ Р.М., БОЯКОВ С.А., ПЕРВУХИН М.В.

Путем совмещения методов интегральных преобразований, граничных коллокаций и дискретизации свойств сред проведен анализ электромагнитного поля и определены интегральные параметры индукционной системы «прямоугольный индуктор — цилиндрический канал с жидким металлом». Такой подход позволяет избежать применения специальных цилиндрических функций и одновременно учесть изменения угловой скорости вращения металла по радиусу канала. Рассмотренный подход может быть использован при проектировании индукционных канальных печей и электрических машин.

Ключевые слова: индукционная канальная печь, электромагнитное поле, анализ, метод граничных коллокаций; метод дискретизации свойств сред; метод интегральных преобразований

Введение. В связи со значительным потреблением промышленностью цветных металлов и сплавов на их основе требуется создание новых, высокопроизводительных, экономичных устройств и технологий для получения металлов и сплавов с заданными свойствами. Важное место в этом процессе отводится разработке новых и модернизации действующих индукционных канальных печей, предназначенных в составе литейно-плавильных агрегатов для плавки и получения сплавов из цветных металлов, в частности из алюминия [1].

В индукционных канальных печах преобразование электрической энергии в тепловую происходит в индукционных единицах (ИЕ). По принципу действия ИЕ аналогична трансформатору с короткозамкнутой вторичной обмоткой, представляющей собой футерованный канал, заполненный жидким металлом. Такая единица является основным элементом печи, определяющим все ее технико-экономические показатели.

На рис. 1 схематически представлена ИЕ. Она состоит из первичной обмотки 1 с магнитопроводом 2 и канальной части, являющейся вторичной обмоткой. Канальная часть содержит два продольных цилиндрических канала 3 круглого сечения и два соединительных поперечных канала 4. Продольные и поперечные каналы выполнены в виде футерованных блоков и заключены в металлические каркасы. Условно показан лишь один каркас 5 продольного канала. Такая ИЕ работает в режиме однофазного короткозамкнутого трансформатора.

Для осуществления ряда технологических про-

By combining a method of integral transformations, a method of boundary collocations and a method of discretization of medium properties an analysis of an electromagnetic field is carried out. Integral parameters of an induction system «rectangular inductor-cylindrical channel with liquid metal» are determined. Such an approach makes it possible to avoid the application of special cylindrical functions and at the same time to take into account changes of the angular speed of a metal rotation on the channel's radius. The approach considered can be used when designing induction channel furnaces and electrical machines.

Key words: induction channel furnace, electromagnetic field, method of discretization of medium properties, method integral transformation

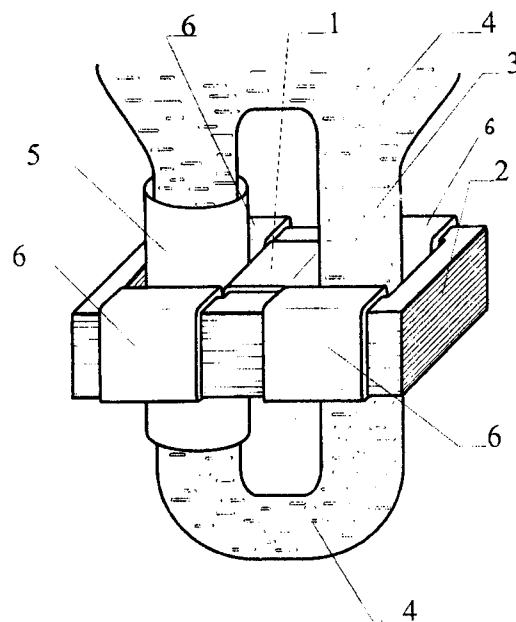


Рис. 1. Отъемная и индукционная единица с электромагнитным вращателем металла в каналах

цессов, например магнитогидродинамического рафинирования (МГДР) алюминиевых сплавов перед литьем, ИЕ могут оснащаться устройствами для получения вращательного движения металла в продольных каналах — дополнительными катушками 6, расположенными на ярмах магнитопровода в виде двух секций, соединенных встречно (рис. 1) [2, 3].

Для получения вращающегося магнитного поля в области канал-индуктор токи в первичной обмотке 1 и дополнительных катушках 6 должны

быть сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° , что может быть достигнуто подключением обмотки к разным источникам напряжения или использованием компенсирующих конденсаторов.

Известные методики расчета электромагнитных параметров ИЕ [4, 5, 6] основаны на ряде упрощающих предположений, что приводит к значительным погрешностям в расчетных данных, особенно если ИЕ имеет прямоугольный магнитопровод и цилиндрический канал. Вращательное движение металла в каналах эти методики не учитывают.

Постановка задачи и основные допущения. В данной статье предложен метод анализа электромагнитного поля ИЕ с устройствами для вращения жидкого металла, основанный на сочетании методов дискретизации свойств сред [7], точек коллокации [8] и интегральных преобразований Фурье. Сочетание этих методов позволяет исключить необходимость применения цилиндрических функций для расчета электромагнитного поля в области вращающегося жидкометаллического ротора, получить компактное численно-аналитическое решение для расчетной области с некоординатными поверхностями: цилиндрический канал — прямоугольный магнитопровод, и учесть вращательное движение металла в канале.

При построении расчетных моделей приняты следующие допущения: индуктор имеет бесконечно большой размер по оси продольных каналов (ось Z); шихтованный магнитопровод заменяется средой с бесконечно большой магнитной проницаемостью $\mu = \infty$ и электропроводностью $\gamma = 0$; первичная обмотка индуктора и дополнительные катушки заменяются бесконечно тонкими токовыми слоями с комплексной линейной плотностью.

Расчет электромагнитного поля методом дискретизации свойств сред. Понятие дискретизации широко используется в численных методах анализа электромагнитного поля. В методах конечных разностей и конечных элементов непрерывные функции заменяют дискретными [9]. В этих методах дискретизации подвергается искомая расчетная функция, тогда как свойства и геометрия сред остаются неизменными.

Рассмотрим метод анализа электромагнитного поля путем дискретизации свойств сред. Метод основан на следующих рассуждениях. Расчетную область можно представить в виде совокупности элементарных объемов. При известной частоте источников электромагнитного поля и свойств сред размеры элементарных объемов можно выбрать такими, чтобы изменение электромагнитного поля в них было незначительным. В этом случае массивные элементарные объемы можно заменить их дискретными аналогами, которые

состоят из бесконечно тонких поверхностей. Электромагнитные свойства поверхностей можно определить из условия равенства электрической и магнитной проводимостей массивного и дискретного элементов. В результате замены всех элементарных объемов расчетной области дискретными аналогами задача анализа электромагнитного поля сводится к решению уравнения Лапласа в областях, ограниченных бесконечно тонкими поверхностями. Электромагнитные свойства сред учитываются в граничных условиях, записанных для этих поверхностей.

Таким образом, отличие метода дискретизации от численных методов состоит в том, что дискретизация не определяет метод решения дифференциальных уравнений, а изменяет распределение свойств сред в расчетной области, сосредотачивая их в бесконечно тонких поверхностях. При этом уравнения Лапласа могут быть решены в расчетной области различными методами, в том числе и численными.

Рассмотрим применение метода дискретизации свойств сред на примере решения одномерной и двухмерной задач.

Распределение электромагнитного поля и параметры уединенного цилиндрического проводника с переменным током (одномерная задача). Непосредственное использование уравнений Максвелла в однородной проводящей среде в цилиндрической системе координат позволяет получить выражение относительного комплексного сопротивления проводника [10] в виде

$$\frac{Z}{r_0} = \frac{r}{r_0} + j \frac{x}{r_0} = \frac{R \sqrt{-j\omega\mu\gamma}}{2} \frac{J_0(R \sqrt{-j\omega\mu\gamma})}{J_1(R \sqrt{-j\omega\mu\gamma})}, \quad (1)$$

где $J_0(R \sqrt{-j\omega\mu\gamma})$ и $J_1(R \sqrt{-j\omega\mu\gamma})$ — функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков; μ , γ , R — магнитная проницаемость, удельная электропроводность и радиус проводника; ω — угловая частота тока.

Определим распределение электромагнитного поля и сопротивление проводника, не прибегая к использованию функций Бесселя. Представим, что массивный проводник состоит из N цилиндрических втулок. Толщина и радиус каждой i -й втулки равны:

$$\Delta = R/N; \quad \rho_i = \Delta(i-0,5) = \frac{R}{N}(i-0,5).$$

Количество втулок N выбирается таким, чтобы изменение плотности тока по толщине каждой втулки было несущественным. Заменим втулки бесконечно тонкими цилиндрическими проводящими поверхностями. Проводимость i -й втулки равна $\gamma_i \Delta$, и при этом втулка как бы сжимается со стороны боковых поверхностей к центру. В результате этих допущений получим расчетную

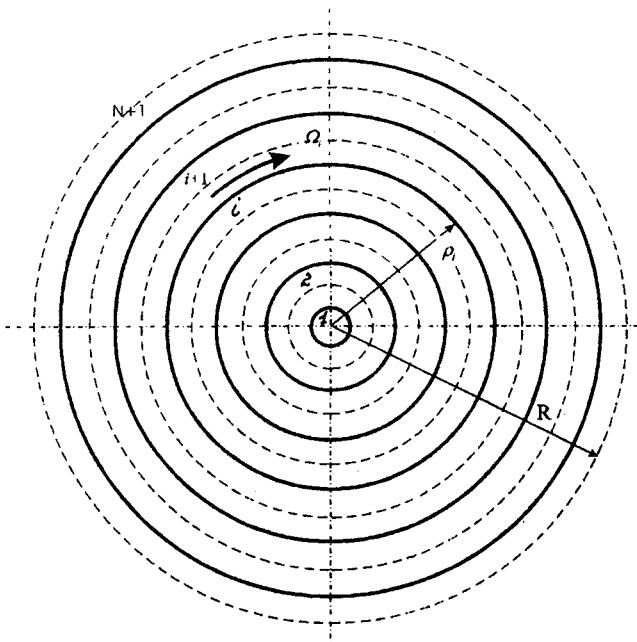


Рис. 2. Расчетная модель цилиндрического проводника с током

модель цилиндрического проводника, представленную на рис. 2. Пунктирными линиями показаны границы между втулками, а сплошными — бесконечно тонкие проводящие цилиндрические поверхности.

Задача анализа электромагнитного поля в расчетной модели сводится к решению уравнения Лапласа в каждой i -й области между поверхностями. Общее решение уравнения Лапласа для Z -составляющей комплексной напряженности электрического поля в цилиндрической системе координат имеет вид

$$\dot{E}_{z,i} = C_i + D_i \ln \frac{\rho_i}{R}. \quad (2)$$

На границе $(i+1)$ -й и i -й областей справедливы граничные условия (при $\rho = \rho_i$):

$$\dot{E}_{z,i+1} = \dot{E}_{z,i}; \quad (3)$$

$$\dot{H}_{\varphi,i+1} - \dot{H}_{\varphi,i} = \gamma_i \Delta \dot{E}_{z,i}. \quad (4)$$

Здесь напряженности электрического и магнитного полей связаны соотношением

$$\dot{H}_{\varphi,i} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{d\dot{E}_{z,i}}{d\rho_i} = \frac{D_i}{j\omega\mu_0\rho_i}. \quad (5)$$

На краю расчетной области справедливо условие (при $\rho = \rho_N$)

$$\dot{H}_{\varphi,N+1} = \frac{\dot{I}}{2\pi\rho_N}, \quad (6)$$

где \dot{I} — комплексный ток проводника.

Определив постоянные интегрирования \dot{C}_i и

\dot{D}_i , согласно приведенному в приложении аргументу и подставляя их в выражении (2) и (5), определим значения напряженностей электрического \dot{E}_i и магнитного \dot{H}_i полей в интересующих расчетных областях.

Относительное значение плотности тока в i -й поверхности определяется выражением

$$\delta_i^* = \gamma_i \dot{E}_i \frac{1}{\delta_0} = \dot{C}_i + \dot{D}_i \ln \left[\frac{(i-0,5)}{N} \right],$$

где $\delta_0 = \frac{I}{\pi R^2}$ — плотность постоянного тока.

Электромагнитная мощность, поступающая в проводник через его боковую поверхность, равна

$$\begin{aligned} \underline{S} &= \dot{E}_N + 1 \Big|_{\rho=\rho_N} \dot{H}_{N+1} \Big|_{\rho=\rho_N} l 2\pi\rho_N = \\ &= \left[C_{N+1} + D_{N+1} \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) \right] \frac{I}{2\pi\rho_N} l 2\pi\rho_N. \end{aligned} \quad (7)$$

Относительное сопротивление проводника определяется как

$$\frac{z}{r_0} = \dot{r} + j\dot{x} = \frac{S}{P_0}, \quad (8)$$

где активная мощность постоянного тока

$$P_0 = \frac{I^2 l}{\pi R^2 \gamma}. \quad (9)$$

С учетом (П-3), (П-4) и (7)–(9) имеем

$$\dot{r} + j\dot{x} = \dot{C}_{N+1} + j 0,5 \xi_N^2 \ln \left[\frac{(i-0,5)}{N} \right]. \quad (10)$$

В соответствии с описанным алгоритмом определения постоянных \dot{C}_i , \dot{D}_i и выражением (10) рассчитывались относительные активное \dot{r} и реактивное \dot{x} сопротивления проводника при разном числе разбиений проводника на втулки.

На рис. 3, а и б сплошными линиями представлены зависимости $\dot{r}(N)$ и $\dot{x}(N)$, рассчитанные для проводников с разным значением ξ . Пунктирными линиями показаны значения \dot{r} и \dot{x} , полученные по выражению (1).

Задавшись определенным числом разбиений N , можно определить активное и реактивное сопротивления проводника с заданной погрешностью. С увеличением параметра ξ требуется увеличивать число разбиений, так как вследствие поверхностного эффекта электромагнитное поле становится более неравномерным. С целью сокращения числа разбиений при резком проявлении поверхностного эффекта целесообразно применять неравномерное по радиусу разбиение среды¹. Предлагаемый метод позволяет просто учесть изменение электропроводимости материала провод-

¹ На это любезно указал рецензент статьи д.т.н. В.Л. Чечурин.

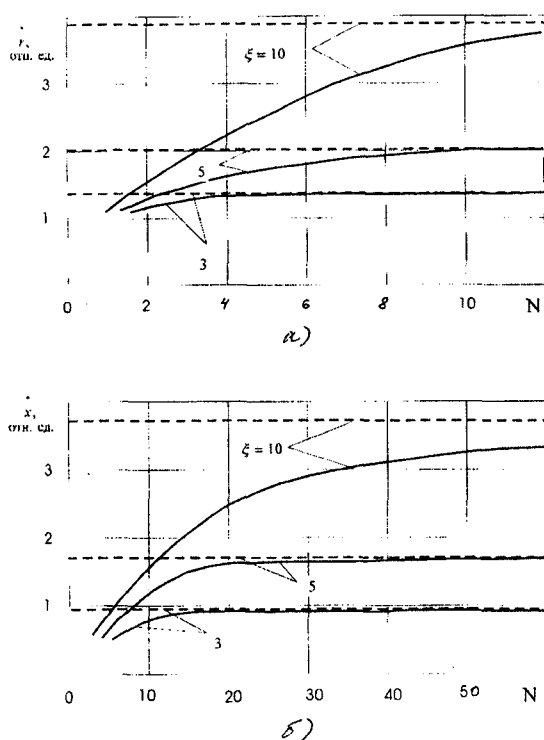


Рис. 3. Зависимости относительных активного (а) и реактивного (б) сопротивлений от числа разбиения проводника на втулки

ника по его толщине, например, вследствие его неравномерного нагрева. В этом случае каждая i -я проводящая поверхность будет иметь свое значение $\xi = \sqrt{\mu_0 \omega \gamma_i R^2}$. Значения удельных электропроводностей γ_i определяются по напряженности электрического поля E_i и условию теплоотдачи проводника. Задача решается итерационным методом.

Следует отметить, что рассмотренную задачу можно решить методом цепных схем, где проводник разбивается на N втулок. В пределах каждой втулки параметры среды принимаются постоянными, а решение описывается функциями Бесселя. Такая модель более точно описывает электромагнитные процессы в проводнике, однако приводит к неоправданному усложнению алгоритма (вычисление функций Бесселя в каждом i -м слое).

Анализ электромагнитного поля и параметров цилиндрического канала с вращающимся жидким металлом (двухмерная задача). Если канал с жидким металлом является частью вторичной обмотки трансформатора, в нем наводится ток $I_2 = I_1 w_1$, где I_1 и w_1 — ток и число витков первичной обмотки. При создании в области канала вращающегося магнитного поля на металл в канале действует электромагнитный вращающий момент. Угловая скорость вращения жидкого металла является функцией радиуса канала.

Проведем анализ электромагнитного поля в

канале, используя дискретную расчетную модель, представленную на рис. 2. В двухмерной постановке каждая i -я поверхность имеет свою угловую скорость вращения Ω_i .

В i -й области, заключенной между $(i-1)$ -й и i -й поверхностями, комплексные напряженности электрического и магнитного полей имеют составляющие:

$$\vec{E}_i = \vec{e}_z \dot{E}_i;$$

$$\vec{H}_i = \vec{e}_\varphi \dot{H}_{\varphi i} + \vec{e}_\rho \dot{H}_{\rho i}.$$

Комплексная напряженность электрического поля удовлетворяет уравнению Лапласа

$$\frac{\partial^2 \dot{E}_i}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \dot{E}_i}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \dot{E}_i}{\partial \varphi^2} = 0. \quad (11)$$

Решение уравнения (11) будем искать в виде ряда Фурье

$$\dot{E}_i(\rho_i, \varphi_i) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \dot{E}_{i,n}(\rho_i) e^{jn\varphi}, \quad (12)$$

где

$$\dot{E}_{i,n}(\rho_i) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0+2\pi} \dot{E}_i(\rho_i, \varphi_i) e^{-jn\varphi} d\varphi. \quad (13)$$

Преобразовав уравнение (11) в соответствие с (12) и (13), получим его общее решение в виде:

$$\dot{E}_{0,i} = C_{0,i} + D_{0,i} \ln \frac{\rho_i}{r} \quad \text{при } n=0; \quad (14)$$

$$\dot{E}_{n,i} = C_{n,i} \rho_i^n + D_{n,i} \rho_i^{-n} \quad \text{при } n \neq 0. \quad (15)$$

Исходя из уравнений Максвелла, запишем выражения для азимутальной $H_{\varphi,i}$ и радиальной $H_{\rho,i}$ комплексных составляющих напряженности магнитного поля:

$$\dot{H}_{\varphi,i} = \frac{D_{0,i}}{j\omega\mu_0\rho} + \frac{1}{j\omega\mu_0} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} n(C_{n,i}\rho_i^{n-1} - D_{n,i}\rho_i^{-n-1})e^{jn\varphi}; \quad (16)$$

$$\dot{H}_{\rho,i} = -\frac{1}{\omega\mu_0\rho_i} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} n(C_{n,i}\rho_i^n + D_{n,i}\rho_i^{-n})e^{jn\varphi}. \quad (17)$$

На i -й поверхности справедливы граничные условия:

$$\dot{E}_i = \dot{E}_{i+1}; \quad (18)$$

$$\dot{H}_{\varphi,i+1} - \dot{H}_{\varphi,i} = \gamma_i \Delta_i \dot{E}_i + \gamma_i \Delta_i \mu_0 \rho_i \Omega_i \dot{H}_{\rho,i}. \quad (19)$$

Подставив в равенства (18) и (19) выражения (12)–(17), после несложных преобразований при $n \neq 0$ получим:

$$C_{n,i+1}\rho_i^n + D_{n,i+1}\rho_i^{-n} = C_{n,i}\rho_i^n + D_{n,i}\rho_i^{-n}; \quad (20)$$

$$C_{n,i+1}\rho_i^n - D_{n,i+1}\rho_i^{-n} = C_{n,i}\rho_i^n (\beta_{n,i} + 1) + D_{n,i}\rho_i^{-n} (\beta_{n,i} - 1), \quad (21)$$

где

$$\beta_{n,i} = j \frac{\xi^2}{N} \frac{\rho_i}{R} \left(\frac{1}{n} - \frac{\Omega_i}{\omega} \right).$$

При $n=0$ выражения полностью соответствуют равенствам (П-8) и (П-9), полученным при анализе электромагнитного поля уединенного цилиндрического проводника. Процесс определения постоянных $C_{0,i}$ и $D_{0,i}$ был описан в одномерной задаче.

Решив систему уравнений (20) и (21) относительно постоянных $C_{n,i+1}$ и $D_{n,i+1}$, будем иметь:

$$C_{n,i+1} = 0,5 [C_{n,i}(\beta_{n,i} + 2) + D_{n,i}\rho_i^{-2n}\beta_{n,i}]; \quad (22)$$

$$D_{n,i+1} = -0,5 [C_{n,i}\rho_i^{2n}\beta_{n,i} + D_{n,i}(\beta_{n,i} - 2)]. \quad (23)$$

Постоянные $C_{n,i+1}$ и $D_{n,i+1}$ целесообразно выразить через постоянную $C_{n,1}$ ($D_{n,1}=0$). Для этого задаемся произвольным значением $C'_{n,1}$. Изменяя i от $i=1$ до $i=N$ и используя выражения (22) и (23), в результате рекуррентного процесса определим $C'_{n,N+1}$ и $D'_{n,N+1}$. Из соотношений $C_{n,N+1}=k_{n,C}C_{n,1}$ и $D_{n,N+1}=k_{n,D}C_{n,1}$ определим коэффициенты связи:

$$k_{n,C} = \frac{C'_{n,N+1}}{C'_{n,1}};$$

$$k_{n,D} = \frac{D'_{n,N+1}}{C'_{n,1}}.$$

При известных коэффициентах связи выражения для составляющих напряженности магнитного поля в области $N+1$ содержат только неизвестные $C_{n,1}$. В соответствии с (16) и (17) будем иметь:

$$\dot{H}_{\varphi,N+1} = \frac{k_{0,D}C_{0,1}}{j\omega\mu_0\rho} + \frac{1}{j\omega\mu_0} \times$$

$$\times \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} n C_{n,1} (k_{n,C}\rho^{n-1} - k_{n,D}\rho^{-n-1}) e^{jn\varphi}; \quad (24)$$

$$\dot{H}_{\rho,N+1} = -\frac{1}{\omega\mu_0\rho} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} n C_{n,1} (k_{n,C}\rho^n + k_{n,D}\rho^{-n}) e^{jn\varphi}. \quad (25)$$

Постоянные $C_{n,1}$ определяются из краевого условия на поверхности, ограничивающей область $N+1$. В случае, если канал охвачен круглым магнитопроводом, решение находится аналитически.

Цилиндрический канал, охваченный круглым магнитопроводом. На рис. 4,а представлена расчетная модель ИЕ с круглым магнитопроводом (из-за упрощения рисунка дискретизация канала не представлена). Здесь комплексная линейная плотность первичной обмотки индуктора

$$\dot{J}_H = \frac{w_H \dot{I}_H}{2\theta R},$$

где w_H и \dot{I}_H — число витков и комплексный ток обмотки индуктора.

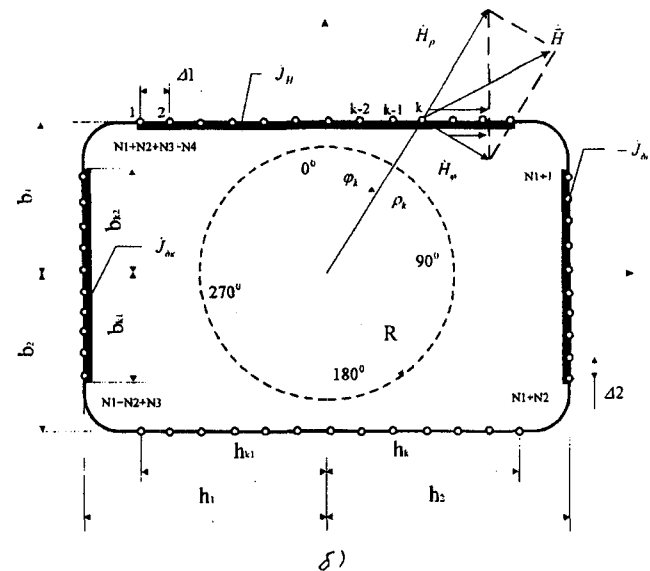
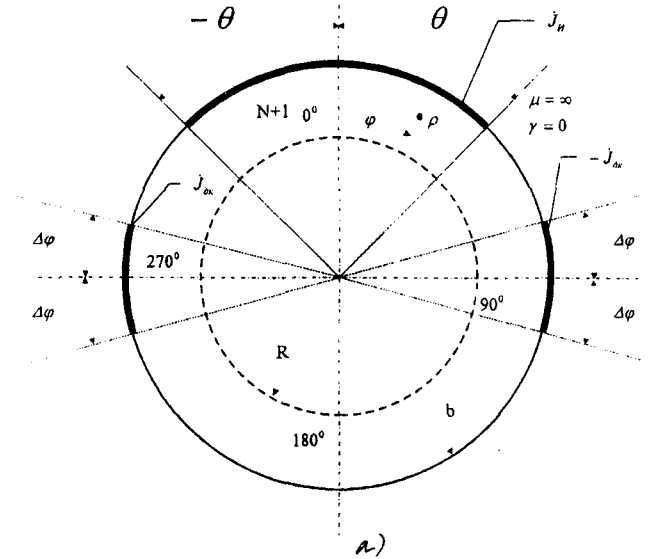


Рис. 4. Расчетные модели индукционной единицы с круглым (а) и прямоугольным (б) магнитопроводом

Комплексная линейная плотность дополнительных катушек

$$\dot{J}_{д,к} = \frac{w_{д,к} \dot{I}_{д,к}}{2\Delta\varphi R},$$

где $w_{д,к}$ и $\dot{I}_{д,к}$ — число витков и комплексный ток дополнительных катушек.

Краевое условие на поверхности магнитопро-

вода имеет вид ($\rho=b$)

$$\dot{H}_{\varphi,N+1}|_{\rho=R} = \begin{cases} -\dot{J}_{д.к.} - \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi\right) < \varphi < -\left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right); \\ -\dot{J}_и - \theta < \varphi < \theta; \\ \dot{J}_{д.к.}, \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi < \varphi < \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi; \\ 0 \text{ на остальной поверхности.} \end{cases} \quad (26)$$

Преобразовав выражение (26) в соответствии с (12) и (13), получим

$$\dot{H}_{\varphi,N+1} = \eta_0 + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \eta_n e^{jn\varphi}, \quad (27)$$

где

$$\eta_0 = -\dot{J}_и \frac{\theta}{\pi};$$

$$\eta_n = -\frac{j}{\pi n} \left(\dot{J}_и \sin(n\theta) + \dot{J}_{д.к.} \sin(n\Delta\varphi) 2 \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \right).$$

Подставив в (27) вместо $\dot{H}_{\varphi,N+1}$ выражение (24) и приравняв соответствующие коэффициенты рядов Фурье, найдем:

$$C_{0,1} = \frac{j\omega\mu_0\eta_0 b}{k_{0,D}};$$

$$C_{n,1} = \frac{j\omega\mu_0 n \eta_n}{k_{n,C} b^{n-1} - k_{n,D} b^{n-1}}.$$

Цилиндрический канал, охваченный прямоугольным магнитопроводом. Двухмерная расчетная модель ИЕ с прямоугольным магнитопроводом представлена на рис. 4,б. В расчетной модели принято, что обмотка индуктора с током заменяется бесконечно тонким токовым слоем с линейной плотностью

$$\dot{J}_и = \frac{w_и \dot{I}_и}{h_{k1} + h_{k2}},$$

где $w_и$ и $\dot{I}_и$ — число витков и комплексный ток обмотки индуктора.

Дополнительные катушки с током представлены на модели в виде двух токовых слоев, расположенных на ярмах магнитопровода с линейной плотностью

$$\dot{J}_{д.к.} = \frac{w_{д.к.} \dot{I}_{д.к.}}{b_{k1} + b_{k2}}.$$

Краевые условия на поверхности магнитопровода в прямоугольной системе координат имеют вид:

$$\dot{H}_{x,N+1}|_{y=b1} = -\dot{J}_и, -h_{k1} < x < +h_{k2}; \quad (28)$$

$$\dot{H}_{x,N+1}|_{y=-b2} = 0; \quad (29)$$

$$\dot{H}_{y,N+1}|_{x=-h1} = \dot{J}_{д.к.}, -b_{k1} < y < +b_{k2}; \quad (30)$$

$$\dot{H}_{y,N+1}|_{x=h2} = \dot{J}_{д.к.}, -b_{k1} < y < +b_{k2}. \quad (31)$$

В соответствии с рис. 4,б проекции напряженности магнитного поля в прямоугольной и цилиндрической системах координат связаны выражениями:

$$\dot{H}_x = \dot{H}_{\varphi,N+1} \cos \varphi + \dot{H}_{\rho,N+1} \sin \varphi; \quad (32)$$

$$\dot{H}_y = \dot{H}_{\rho,N+1} \cos \varphi - \dot{H}_{\varphi,N+1} \sin \varphi. \quad (33)$$

В представленной модели поверхность прямоугольного магнитопровода является не координатной по отношению к цилиндрическому каналу. Краевые условия (28)–(31) удовлетворяем не на всей внутренней поверхности магнитопровода, а в отдельных точках — точках коллокации [8]. На поверхности $y=b$ возьмем $N1$ точек, расположенных относительно друг друга на расстоянии $\Delta 1$, на поверхности $x=h_2$ возьмем $N2$ точек и так далее, как показано на рис. 4,б. Всего на четырех сторонах получится $N1+N2+N3+N4$ точек. Каждая k -я точка имеет свои координаты φ_k и ρ_k в цилиндрической системе координат. Система алгебраических уравнений для определения постоянных $C_{n,1}$ формируется следующим образом: возьмем k -ю точку на поверхности $y=b_1$. Подставив в выражения (24), (25) и (32) координаты φ_k и ρ_k , запишем условие (33) в виде ряда Фурье. Удержав в ряде N положительных и N отрицательных членов, получим уравнение

$$C_{-N,1} \alpha_{-N,k} + \dots + C_{-n,1} \alpha_{-n,k} + \dots + C_{0,1} \alpha_{0,k} + \dots + C_{n,1} \alpha_{n,k} + \dots + C_{N,1} \alpha_{N,k} = \psi_k,$$

где

$$\alpha_{0,k} = \frac{k_{0,D}}{j\omega\mu_0\rho_k};$$

$$\alpha_{n,k} = -\frac{n}{\omega\mu_0} \left[j \cos \varphi_k (k_{n,C} \rho_k^{n-1} - k_{n,D} \rho_k^{-n-1}) + \frac{1}{\rho_k} \sin \varphi_k (k_{n,C} \rho_k^n + k_{n,D} \rho_k^{-n}) \right] e^{jn\varphi};$$

$$\psi_k = \begin{cases} -\dot{J}_и, h_{k1} < x < h_{k2}; \\ 0, h_1 < x < h_{k1}; \quad h_{k2} < x < h_2. \end{cases}$$

Задаваясь значениями $k=1, 2, 3, \dots, N1$, получим $N1$ алгебраических уравнений. Реализовав краевые условия (29)–(31) в других точках, получим остальные $N2+N3+N4$ алгебраических уравнений. В результате формируется система линейных алгебраических уравнений, имеющая $N1+N2+N3+N4$ строк и $2N+1$ столбцов. Как показали расчеты, для практических целей достаточно удерживать $N=11+15$ членов ряда Фурье, однако количество точек коллокации необходимо брать значительно больше. Полученная таким

образом неквадратная система уравнений преобразовывается к квадратной по методу наименьших квадратов. Решением системы уравнений являются постоянные интегрирования $C_{n,1}$, которые вместе с полученными выше аналитическими выражениями позволяют рассчитать дифференциальные и интегральные электромагнитные параметры электротехнических установок, соответствующих разработанной математической модели.

Определение дифференциальных и интегральных параметров и анализ результатов расчета. В системе координат, неподвижной относительно индуктора, напряженность электрического поля во вращающемся металле состоит из двух составляющих:

$$\dot{E}'_{z,i} = \dot{E}_{z,i} + \mu_0 \Omega \rho_i \dot{H}_{\rho,i}. \quad (34)$$

Здесь $\dot{E}_{z,i}$ вызвана ЭДС трансформации, а второе слагаемое представляет собой напряженность электрического поля, обусловленную движением металла в магнитном поле (ЭДС движения).

Величина $\dot{E}_{z,i}$ определяется выражениями (12), (14) и (15). Подставив в (34) также выражение (17), получим

$$\begin{aligned} \dot{E}'_{z,i} = & C_{0,i} + D_{0,i} \ln \frac{\rho_i}{R} + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left(1 - \frac{n\Omega}{\omega} \right) \times \\ & \times (C_{n,i} \rho^n + D_{n,i} \rho^{-n}) e^{jn\varphi}. \end{aligned} \quad (35)$$

Плотность тока в i -й поверхности канала определяется законом Ома в дифференциальной форме:

$$\delta_i = \gamma_i \dot{E}'_{z,i}. \quad (36)$$

Приняв за базисную величину плотность постоянного тока

$$\delta_0 = \frac{I_K}{\pi R^2},$$

по выражениям (35) и (36) можно определить относительную плотность тока в любой точке канала.

Графики распределения относительной плотности тока δ на поверхности канала ($\rho=R$) при различных значениях относительной величины намагничивающей силы дополнительных катушек представлены на рис. 5, а в сечении 0—180° (см. рис. 4) — на рис. 6. Здесь

$$F_{д,к}^* = w_{д,к} I_{д,к} / w_{и} I_{и}.$$

Расчеты проводились для ИЕ с круглым магнитопроводом при следующих данных: радиус магнитопровода $b=160$ мм; радиус канала

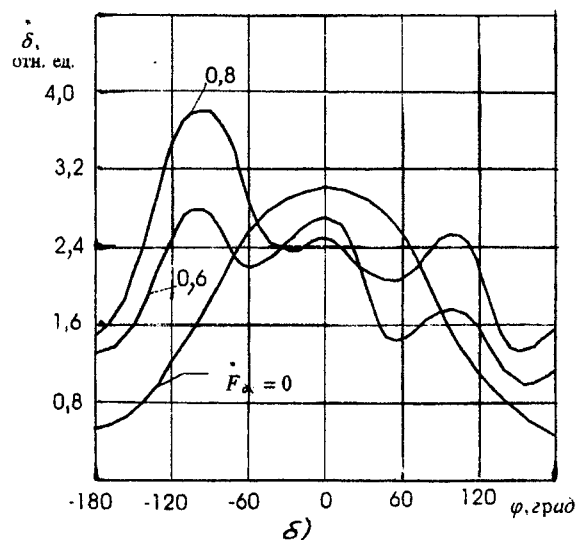
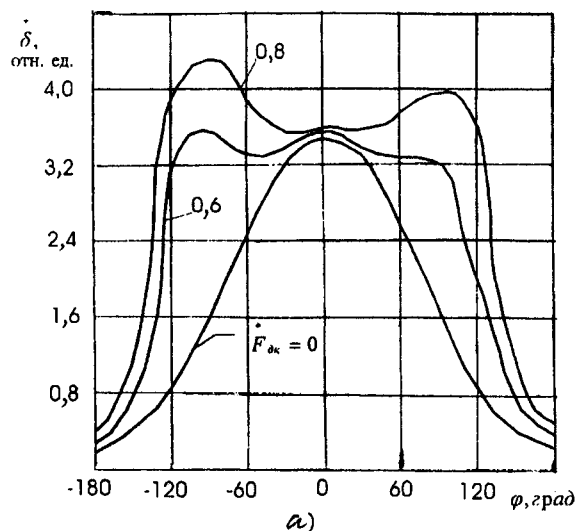


Рис. 5. Распределение плотности тока на поверхности канала при $\Omega/\omega=0$ (а) и $\Omega/\omega=0,6$ (б)

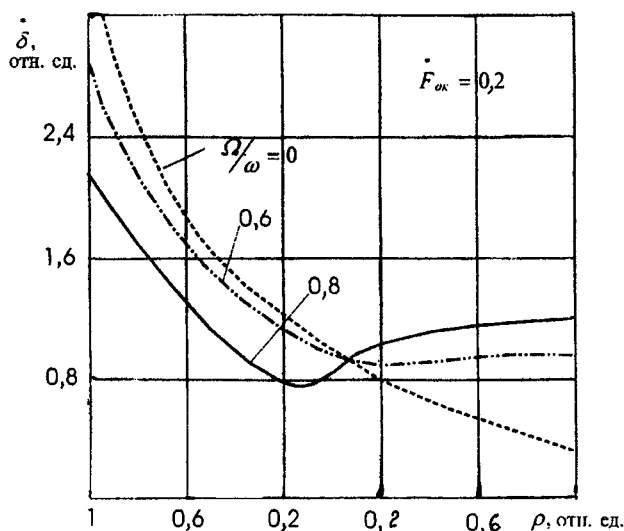


Рис. 6. Распределение плотности тока в сечении 0—180°

$R=80$ мм; удельная электропроводность жидкого алюминия $\gamma_{Al}=3,57 \cdot 10^6$ 1/Омм; частота тока $f=50$ Гц.

При отсутствии вращательного движения металла ($\Omega/\omega=0$) с увеличением величины $\vec{F}_{д.к}$ увеличивается плотность тока на поверхности канала вблизи основной ($\varphi=0^\circ$) и дополнительных катушек ($\varphi=\pm 90^\circ$), что объясняется проявлением эффекта близости. С появлением вращательного движения металла (рис. 5) характер распределения плотности тока на поверхности канала становится более равномерным. Как следует из рис. 6 с увеличением скорости вращения выравнивается также распределение плотности тока в сечении канала.

Анализ представленных результатов позволяет сделать вывод о том, что вращательное движение металла делает распределение плотности тока в канале более равномерным. Это уменьшает градиент температуры в футеровке и повышает надежность канальной части ИЕ.

При взаимодействии магнитного поля с индуцированными в жидком металле токами возникают электромагнитные силы, средняя за период объемная плотность которых описывается выражением

$$\vec{f} = \text{Re} \{ \mu_0 \gamma (\vec{E}' \times \vec{H}) \} = \vec{e}_\rho f_\rho + \vec{e}_\varphi f_\varphi.$$

Радиальная и тангенциальная составляющие этих сил равны

$$f_\rho = \text{Re} \{ \mu_0 \gamma \dot{E}_{z,i}' \dot{H}_{\rho,i}^* \};$$

$$f_\varphi = \text{Re} \{ \mu_0 \gamma \dot{E}_{z,i}' \dot{H}_{\varphi,i}^* \},$$

где $\dot{H}_{\varphi,i}$ и $\dot{H}_{\rho,i}$ — сопряженные комплексные составляющие напряженности магнитного поля.

Тангенциальная составляющая силы создает электромагнитный момент, приводящий металл во вращательное движение вокруг оси канала. Электромагнитный вращающий момент i -й поверхности

$$M_i = \int_0^{2\pi} f_\varphi \rho_i^2 \Delta l \, d\varphi.$$

Для анализа результатов расчета удобно ввести в рассмотрение относительный момент i -й поверхности

$$M_i^* = \frac{M_i \omega b}{P_6},$$

где

$$P_6 = \frac{I^2 l}{\gamma \pi R^2}$$

представляет собой актуальную мощность, выделяющуюся в канале при протекании постоянного тока I_k .

Общий относительный электромагнитный момент, вращающий металл во всем канале, равен

$$M^* = \sum_{i=1}^N M_i^*.$$

Электромагнитную мощность, поступающую в канал, можно определить по теореме Умова—Пойнтинга:

$$\underline{S}_k = I \int_0^{2\pi} (\dot{E}_{z,N+1} \Big|_{\rho=R} \dot{H}_{\varphi,N+1}^* \Big|_{\rho=R}) R \, d\varphi.$$

Приняв за базисную мощность P_6 по (37), получим выражение для относительной электромагнитной мощности в канале:

$$\underline{S}_k^* = \frac{S_k}{P_6} = \underline{S}_{k0}^* + \underline{S}_{k\pi}^*.$$

Относительная активная мощность канала численно равна коэффициенту увеличения активного сопротивления канала при протекании переменного тока по сравнению с активным сопротивлением постоянному току:

$$\dot{P}_k^* = \text{Re} \left\{ \underline{S}_k^* \right\} = \dot{P}_{k0}^* + \dot{P}_{k\pi}^*,$$

где \dot{P}_{k0}^* — коэффициент увеличения активного сопротивления при переменном токе уединенного цилиндрического проводника; $\dot{P}_{k\pi}^*$ — коэффициент, учитывающий изменение активного сопротивления канала вследствие неравномерного распределения магнитных полей рассеяния, и является функцией скорости вращения металла в канале.

Выражения электромагнитной мощности обмотки зависят от формы магнитопровода индуктора. При круглом магнитопроводе (рис. 4) относительная электромагнитная мощность, выделяющаяся в обмотке индуктора, равна

$$\begin{aligned} \underline{S}_{\Sigma M}^* &= \frac{S}{P_6} = \frac{I}{P_6} \int_{-\theta}^{+\theta} \dot{E}_{N+1} \Big|_{\rho=b} \dot{J}_\pi^* R \, d\varphi + \\ &+ \frac{1}{P_6} \int_{-\left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)}^{-\left(\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi\right)} \dot{E}_{N+1} \Big|_{\rho=b} \dot{J}_{д.к}^* R \, d\varphi + \\ &+ \frac{1}{P_6} \int_{\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi}^{\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi} \dot{E}_{N+1} \Big|_{\rho=b} (-\dot{J}_{д.к})^* R \, d\varphi = \underline{S}_\pi^* + \underline{S}_{д.к}^*. \end{aligned}$$

Здесь \underline{S}_π^* и $\underline{S}_{д.к}^*$ — относительные электромаг-

нитные мощности обмотки индуктора и дополнительных катушек.

Если магнитопровод ИЕ имеет прямоугольную форму (рис. 6), то относительные электромагнитные мощности обмотки индуктора и дополнительной катушки определяются выражениями:

$$\underline{S}_и^* = \frac{S_и}{P_6} = \frac{l}{P_6 - h_{k2}} \int_{y=b_1}^{h_{k1}} \dot{E}_{N+1} J_и \partial x = \underline{S}_{и0}^* + \underline{S}_{ин}^*; \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \underline{S}_{д.к}^* = \frac{S_{д.к}}{P_6} = \frac{l}{P_6} & \left[\int_{-b_1}^{b_1} \dot{E}_{N+1} \Big|_{x=-h_1} J_{д.к}^* \partial y + \right. \\ & \left. + \int_{-b_2}^{b_1} \dot{E}_{N+1} \Big|_{x=h_2} (-J_{д.к}^*) \partial y \right]. \quad (39) \end{aligned}$$

В выражениях (38) и (39) интегрирование по x и y можно заменить интегрированием по φ , используя равенства:

$$\partial x = \rho \frac{\partial \varphi}{\cos \varphi}; \quad \partial y = \rho \frac{\partial \varphi}{\sin \varphi}.$$

На рис. 7 представлены зависимости относительного электромагнитного момента от относительной угловой скорости вращения металла при различной величине намагничивающей силы дополнительных катушек $\dot{F}_{д.к}$. На рис. 8 приведены зависимости относительных активных мощностей и момента от Ω/ω при величине $\dot{F}_{д.к}=0,2$. Значение P_0 не зависит от Ω и численно равно коэффициенту увеличения активного сопротивления уединенного цилиндрического проводника. Наличие в области «индуктор—канал» высших гармоник ($n>1$) приводит к $\dot{P}_и + \dot{P}_{д.к} > \dot{M}$, что соответствует теории классических электрических машин [11].

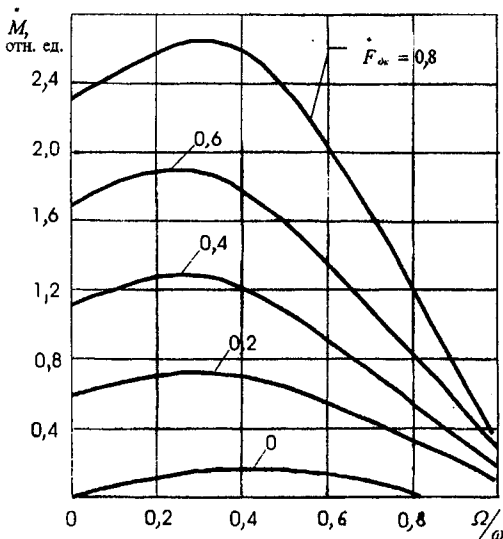


Рис. 7. Зависимости электромагнитного момента от скорости вращения металла

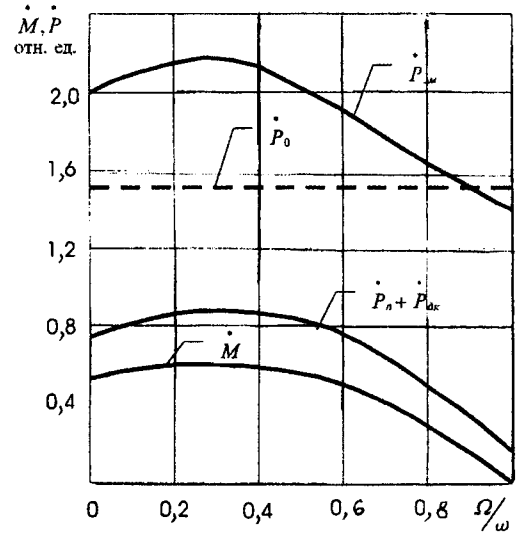


Рис. 8. Зависимости активных мощностей и электромагнитного момента от скорости вращения металла

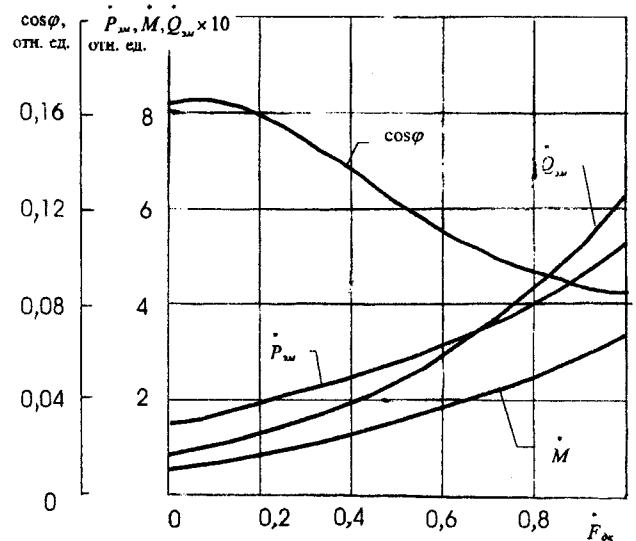


Рис. 9. Зависимости интегральных параметров от тока дополнительной катушки

На рис. 9 показаны зависимости \dot{M} , $\dot{P}_{эм}$, $\dot{Q}_{эм}$, $\cos \varphi$ от $\dot{F}_{д.к}$ при постоянной угловой скорости вращения ($\Omega/\omega=0,4$). Здесь $\cos \varphi = \dot{P}_{эм}/\dot{S}_{эм}$. С увеличением $\dot{F}_{д.к}$ увеличивается электромагнитный вращающий момент \dot{M} , однако в большей мере увеличиваются активная и реактивная мощности и уменьшается $\cos \varphi$. Поэтому величину $\dot{F}_{д.к}$ целесообразно ограничивать в пределах $0,3 \div 0,4$. Как показали экспериментальные исследования на физической модели и промышленных установках, при таком значении $\dot{F}_{д.к}$ обеспечивается достаточная частота вращения металла. В установках рафинирования алюминиевых сплавов и индукционных каналных печах отсутствует зарастание каналов окислами.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании индукционных канал-

ных печей и электрических машин, а также при анализе электромагнитного поля аналогичных индукционных систем.

Приложение. К определению постоянных интегрирования. Учитывая, что при $\rho_i=0$ $\ln(\rho_i/R)$ является неопределенным, необходимо положить в первой расчетной области $D_1=0$. Подставив (2) и (5) в граничные условия (3) и (4), получим:

$$C_i + D_i \ln \frac{\rho_i}{R} = C_{i+1} + D_{i+1} \ln \frac{\rho_i}{R}; \quad (\text{П-1})$$

$$D_{i+1} - D_i = j\omega\mu_0\rho_i\gamma_i\Delta_i \left(C_i + D_i \ln \frac{\rho_i}{R} \right). \quad (\text{П-2})$$

Вводя обозначения

$$C_i^* = C_i \gamma_i \pi R^2 / I; \quad (\text{П-3})$$

$$D_i^* = D_i \gamma_i \pi R^2 / I \quad (\text{П-4})$$

и решая совместно уравнения (П-1), (П-2) относительно C_i^* и D_i^* , получаем:

$$C_i^* = C_{i+1}^* \left[1 + j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) \right] + j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) D_{i+1}^*; \quad (\text{П-5})$$

$$D_i^* = D_{i+1}^* \left[1 - j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) \right] - j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) C_{i+1}^*, \quad (\text{П-6})$$

где

$$\xi = \sqrt{\mu_0 \gamma_i \omega} R. \quad (\text{П-7})$$

Решая систему уравнений (П-1), (П-2) относительно C_{i+1}^* и D_{i+1}^* , будем иметь:

$$D_{i+1}^* = D_i^* \left[1 + j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) \right] + j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) C_i^*; \quad (\text{П-8})$$

$$C_{i+1}^* = C_i^* \left[1 - j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) \ln \left(\frac{i-0,5}{N} \right) \right] - j \left(\frac{\xi}{N} \right)^2 (i - 0,5) D_i^*. \quad (\text{П-9})$$

Выражения (П-6)–(П-9) позволяют образовать рекуррентный процесс для определения постоянных C_i^* и D_i^* . При этом полагаем $D_1=0$ и $C_1=kC_1'$, где C_1' — произвольное число. По (П-8), (П-9) последовательно определяем C_{i+1}^* и D_{i+1}^* , изменяя i от 1 до N , и в результате определим величину D_{N+1}' .

В соответствии с (6), (П-3) и (П-4) имеем

$$D_{N+1}' = 0,5j\xi_N. \quad (\text{П-10})$$

Выражение (П-10) позволяет найти значение поправочного коэффициента k :

$$k = D_{N+1}' / D_{N+1}^*,$$

а реальные значения постоянных интегрирования будут равны:

$$D_i = D_i' k; \quad C_i = C_i' k.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коротков М.Я., Булыгин В.Е., Стефанов В.В. Перспективы развития индукционной плавки алюминия и его сплавов в канальных печах. — *Технология легких сплавов*, 1980, № 5.
2. А.с.960518 (СССР). Способ выплавки металла / А.Э. Михельсон, В.П. Полищук. — Оpubл. в БИ, 1982, № 35.
3. Макаров Г.С. Рафинирование алюминиевых сплавов газами. — М.: Металлургия, 1983.
4. Вайнберг А.М. Индукционные плавильные печи. — М.: Энергия, 1967.
5. Фарбман С.А., Колобнев И.Ф. Индукционные печи для плавки металлов и сплавов. — М.: Металлургия, 1968.
6. Простяков А.А. Индукционные печи и миксеры для плавки чугуна. — М.: Энергия, 1977.
7. Тимофеев В.Н. Метод расчета электромагнитного поля и параметров цилиндрического проводника с током. — *Электромеханика*, 1989, № 7.
8. Альшуллер И.Б., Карташевский П.Я., Лившиц А.П., Файнштейн М.Б. Расчет электромагнитных полей в электрических машинах. — М.: Энергия, 1969.
9. Демирчян К.С., Чечурин В.Л. Магнитные расчеты электромагнитных полей: Учеб. пос. для электротехн. и энерг. спец. вузов. — М.: Высшая школа, 1986.
10. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. — Л.: Энергоиздат, 1981.
11. Вольдек А.И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.

[27.08.98]

Авторы: Тимофеев Виктор Николаевич в 1974 г. окончил электротехнический факультет Красноярского политехнического института (КПИ, ныне Красноярский государственный технический университет — КГТУ). В 1994 г. защитил докторскую диссертацию в КГТУ на тему «Электромагнитные вращатели, перемещиватели и дозаторы алюминиевых расплавов». Заведующий кафедрой «Электротехнология и электротехника» КГТУ.

Христинич Роман Мирославович в 1985 г. окончил электромеханический факультет КПИ. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию в Институте электродинамики АН УССР на тему «Электромагнитные устройства для вращения металла в индукционных канальных печах». Докторант КГТУ.

Бояков Сергей Александрович в 1980 г. окончил электромеханический факультет КПИ. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию в Санкт-Петербургском государственном техническом университете на тему «Расчет электромагнитного поля индукционных печей с принудительной циркуляцией металла в каналах и разработка метода анализа поля в стационарном режиме». Доцент кафедры «Электротехнология и электротехника» КГТУ.

Первухин Михаил Викторович в 1997 г. закончил электромеханический факультет КГТУ по специальности «Электроснабжение (по отраслям)». Аспирант КГТУ.

Расчет мощности трансформатора выпрямительной установки

ЛАНГЕН А.М.

Теория рабочего процесса выпрямительной установки разработана достаточно подробно, о чем свидетельствует посвященный ей обширный список литературы. Несмотря на это, некоторые разделы теории нуждаются в уточнении. Так, в ряде учебников по промэлектронике рекомендуется выбирать мощность трансформаторов установки по некорректным формулам. Ошибки повторяются от учебника к учебнику [1—3], поэтому представляется целесообразным остановиться на вопросах энергетики выпрямителей подробнее.

В [1—3] расчетные мощности обмоток трансформатора S_1 и S_2 находят «по произведениям действующих значений токов и напряжений в его обмотках, а типовую мощность S_T как их среднее арифметическое значение» [3]. При этом вводится упрощение: трансформатор не имеет активных и реактивных потерь, т.е.

$$S_1 = S_2 = P_1 = P_2. \quad (1)$$

Для однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом, например, полагаются:

$$\begin{aligned} S_1 &= 1,23P_d; \quad S_2 = 1,74P_d; \\ S_T &= 1/2 (S_1 + S_2) = 1,48P_d, \end{aligned} \quad (2)$$

где $P_d = U_d I_d$; U_d, I_d — выпрямленное напряжение и ток. Очевидное несоответствие мощностей ($S_2 > S_1$), при котором КПД $\eta \geq 1$ объясняется влиянием однонаправленных токов во вторичных обмотках [1], «у которых действующее значение, определяющее нагрев обмотки, превышает среднее значение тока, определяющее полезную мощность выпрямителя, в большей мере, чем при переменном токе» [1, с. 55]. Не говоря уже о том, что мощность вторичной обмотки трансформатора ни при каких обстоятельствах не может быть больше мощности первичной обмотки, отметим, что действующее значение «однонаправленного», а в частном случае просто постоянного тока, ближе к его среднему значению, чем синусоидального.

В этом легко убедиться, сравнив коэффициенты формы указанных токов: для синусоидального тока $k_f = 1,11$, для постоянного тока $k_f = 1$.

Выводы авторов [1—3] не подтверждаются энергетическим анализом процесса преобразования энергии. Что представляет собой разница между подведенной и полезной мощностью выпрямителя? Ведь по данным [1] она составляет для однофазной схемы с нулевым выводом 74% полезной мощности. Такая разница не имеет правдоподобного физического объяснения.

Основная ошибка авторов заключается в некорректном определении действующего значения напряжения на обмотках трансформатора. Так, действующее значение напряжения во вторичной обмотке U_2 полагается равным $0,707U_{2m}$ во всех вариантах схем выпрямителя. Наибольшая погрешность при этом появляется в расчетах схем с нулевым выводом.

В силу тождественности форм кривых токов и напряжения при активной нагрузке действующее значение напряжения определяется точно так же, как и действующее значение тока.

Вернемся к однофазной схеме с нулевым выводом. Ток здесь равен:

$$I_2 = I_{2m}/2 = \pi/4 (I_d).$$

Действующее значение напряжения

$$U_2 = U_{2m}/2 = \pi/4 (U_d).$$

Во время приложения к какой-либо половине обмотки обратного напряжения прямое напряжение на ней равно нулю, тогда

$$S_2 = 2U_{2m}/2 \cdot I_{2m}/2 = U_2 I_2 = \pi^2/8 (U_d I_d),$$

следовательно,

$$S_1 = S_2 = S_T = 1,23P_d,$$

т.е. по затратам энергии однофазная мостовая и схема с нулевым выводом абсолютно идентичны.

Для активно-индуктивной нагрузки ($L \approx \infty$) действующие значения тока I_2 и напряжения U_2 соответственно равны:

$$I_2 = I_d/\sqrt{2}; \quad U_2 = \pi/4 (U_d).$$

Мощность обмоток

Схема	Показатель							
	Напряжения	Токи	Мощность трансформатора	Амплитуда 1-й гармоники напряжения $U_{1\text{гм}}$ отн. ед.	Потери от 1-й гармоники (актив.)	Напряжение	Токи	Мощность трансформатора
	Активная нагрузка					Активно-индуктивная нагрузка		
Одно-фазная с нулевым выводом	$U_2 = \frac{U_{2m}}{2} = \pi/4 U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = I_{2m}/2 = \pi/4(I_d)$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = S_T = 2U_2 I_2 = \pi^2/8 \times (U_d I_d) = 1,23P_d$	0,67	$0,224P_d$	$U_2 = U_{2m}/2 = \pi/4(U_d)$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = I_d/\sqrt{2}$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = 1,11P_d$
Одно-фазная мостовая	$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = \pi/(2\sqrt{2})U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = I_{2m}/\sqrt{2} = \pi/(2\sqrt{2})I_d$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = S_T = 2U_2 I_2 = \pi^2/8 \times (U_d I_d) = 1,23P_d$	0,67	$0,224P_d$	$U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = \pi/(2\sqrt{2}) \times U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = I_d$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = 1,11P_d$
Трех-фазная с нулевым выводом	$U_2 = 0,486U_{2m}$ $U_d = 0,828U_{2m}$ $U_2 = 0,59U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = 0,486I_{2m}$ $I_d = 0,828I_{2m}$ $I_2 = 0,59I_d$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 = 1,04P_d$	0,25	$0,031P_d$	$U_2 = 0,486U_{2m}$ $U_d = 0,828U_{2m}$ $U_2 = 0,59U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = I_d/\sqrt{3} = 0,58I_d$ $I_1 = 1/k_{12} I_2$	$S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \cdot 0,58 \times 0,59P_d = 1,025P_d$
Трех-фазная мостовая	$U_2 = 0,554U_{2m}$ $U_d = 0,955U_{2m}$ $U_2 = 0,58U_d$ $U_1 = k_{12} U_2$	$I_2 = 0,554I_{2m}$ $I_d = 0,955I_{2m}$ $I_2 = 0,58I_d$ $I_1 = 1/k_{12}(I_2)$	$S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 = 1,009P_d$	0,057	$0,0016P_d$	$U_2 = 0,554U_{2m}$ $U_d = 0,955U_{2m}$ $U_2 = 0,58U_d$	$I_2 = 0,58I_d$	$S_1 = S_2 = 1,008P_d$

$$S_1 = S_2 = 2/\sqrt{2} (\pi/4 U_d) = 1,11P_d.$$

Выполняя аналогичные выкладки, получим расчетные значения мощности трансформатора для одно- и двухфазных схем выпрямителя. Результаты сведены в таблицу.

Косвенным подтверждением справедливости предлагаемых расчетов может служить баланс мощности. В общем случае, с учетом принятых упрощений

$$S_1 = S_2 = P_d + \Delta P_d,$$

где ΔP_d — потери от высших гармоник пульсаций напряжения и тока.

Основная доля потерь падает на первую гармонику напряжения $U_{1\text{г}}$. Потери эти чисто активные, они могут быть рассчитаны по обычной формуле

$$\Delta P_1 = U_{1\text{г}}^2/R_H = U_{1\text{г}} I_{1\text{г}},$$

где $U_{1\text{г}}$, $I_{1\text{г}}$ — действующие значения первых гармоник пульсаций напряжения и тока; R_H — сопротивление нагрузки.

Потери от первой гармоники определены в долях P_d и введены в таблицу.

В статье приняты следующие обозначения: S_1 , S_2 — полные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора; P_1 , P_2 — активные мощности; U_d , I_d , P_d — выпрямленные напряжение, ток и мощность на нагрузке; U_1 , U_2 — действующие значения напряжения первичной и вторичной обмоток; I_1 , I_2 — действующие значения тока первичной

и вторичной обмоток; индекс m относится к максимальным значениям напряжения и тока на первичной и вторичной обмотках.

Активно-индуктивная нагрузка создает главным образом потери реактивной мощности, а при условии (1) потери от гармоник напряжения равны нулю, так как гармоник пульсации тока нет.

Формальное отличие $S_1 = S_2$ от P_d отражает разницу между действующим и средним значениями напряжения на обмотках трансформатора. В то же время идеализированный ток прямоугольной формы в обмотках или эквивалентная ему сумма гармоник нечетного порядка имеет резко выраженный реактивный характер и создает потери только в питающей сети (в баланс мощности выпрямителя эти потери не входят).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каганов И.Л. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1968.
2. Мелешкина Л.П., Алексеева Г.Е., Фраткина М.Л. Руководство к лабораторным работам по основам промэлектроники. — М.: Высшая школа, 1977.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982.

[18.01.99]

Автор: Ланген Александр Михайлович окончил Московский энергетический институт в 1949 г. В 1972 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Гистерезисный двигатель». Работает в Московском государственном строительном университете на кафедре электротехники.

Третья Всероссийская научно-техническая конференция «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем»

(8–10 июня 1999, Чебоксары)

Организаторы конференции — Министерство образования России, Чувашский госуниверситет и Чувашский республиканский центр новых информационных технологий.

Открыл конференцию и обратился с приветственным словом к ее участникам председатель оргкомитета конференции, проректор по научной деятельности Чувашского государственного университета, доктор технических наук, профессор Г.А. Белов. Он отметил, что проведение третьей научно-технической конференции по указанной тематике связано с актуальностью исследований нелинейных дискретных систем, сложностью процессов в конкретных системах, применяемых в электротехнике и электронике, важностью обмена научной информацией и обсуждения полученных в этой области результатов. Число представленных докладов существенно возросло по сравнению со второй конференцией, что свидетельствует о большом интересе научных работников к исследованиям нелинейных дискретных систем.

Пленарное заседание конференции открыл доклад заведующего кафедрой промышленной электроники доктора технических наук, профессора Г.А. Белова «Качественные исследования динамики нелинейных дискретных систем силовой электроники». Докладчик отметил, что, несмотря на быстрое развитие нелинейных систем силовой электроники и их внедрение в различные отрасли экономики, разработка строгих методов исследования динамики полупроводниковых преобразователей электроэнергии заметно отстает от уровня схемотехники. Он дал характеристику современного состояния исследований динамики систем силовой электроники.

Большой интерес участников вызвал доклад заведующего кафедрой управления и информатики в технических системах Чувашского госуниверситета доктора технических наук, профессора А.А. Афанасьева «новые дискретные методы расчета магнитного поля в нелинейных анизотропных средах».

С докладом «Повышение эффективности фильтрации сигналов в цифровых системах абонентского доступа» выступил заведующий кафедрой новых информационных технологий университета доктор технических наук, профессор Е.К. Лебедев.

Директор Чувашского РесЦНИТ В.И. Антонов в своем докладе дал обзор новых эффективных методов цифровой обработки электроэнергетических сигналов.

В программу конференции было включено 108 докладов 180 авторов. Среди докладчиков преподаватели, научные сотрудники и аспиранты 20 вузов и организаций из 14 городов России (Москвы, Санкт-Петербурга, Владивостока, Владимира, Иванова, Казани, Нижнего Новгорода, Новгорода, Йошкар-Олы, Пензы, Перми, Тамбова, Чебоксар, Ярославля); три доклада представили сотрудники института АН Чехии (г. Брно).

На конференции работало семь секций.

Секция 1. Теория нелинейных дискретных систем. Руководитель — д.т.н., проф. Г.А. Белов.

Секция 2. Динамика систем силовой электроники. Руководитель — д.т.н., проф. Г.А. Белов.

Секция 3. Дискретные (цифровые) системы управления. Руководитель — д.т.н., проф. А.А. Афанасьев.

Секция 4. Динамика вентильно-машинных систем. Руководитель — д.т.н., проф. А.А. Афанасьев.

Секция 5. Математическое моделирование нелинейных дискретных систем. Руководители — д.т.н., проф. Г.М. Филиппов и к.т.н., доцент Н.М. Лазарева.

Секция 6. Цифровая обработка сигналов. Руководитель — д.т.н., проф. Е.К. Лебедев.

Секция 7. Цифровая регистрация, хранение и обработка динамических процессов. Руководитель — к.т.н., доц. В.И. Антонов.

Программа и материалы конференции изданы в издательстве ЧГУ до начала ее работы. Тематика докладов охватывает широкий круг проблем.

Рассматривались актуальные вопросы теории нелинейных дискретных систем, методы математического моделирования, качественного исследования динамики и изучения бифуркаций в конкретных дискретных системах. Обсуждались методы анализа, расчета и конкретные разработки полупроводниковых преобразователей электроэнергии, цифровых систем управления, цифровых фильтров и вентильно-машинных систем с высокими динамическими характеристиками.

Конференция отметила, что вынесенные на обсуждение научно-технические проблемы являются актуальными. Научные коллективы многих вузов и организаций России выполняют исследования и активно решают задачи по проблемам динамики нелинейных дискретных систем. Констатируя высокий уровень представленных докладов и организации работы, конференция приняла следующие решения.

1. Одобрить работу Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по систематическому проведению Всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем».

2. Опубликовать рекомендованные секциями доклады конференции в научном журнале «Вестник Чувашского университета».

3. Шире привлекать к участию в конференции по указанной тематике представителей промышленных предприятий и отраслевой науки.

4. Провести четвертую Всероссийскую научно-техническую конференцию «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» в июне 2001 г.

Белов Г.А., Антонов В.И., Лазарева Н.М.

Профессор Януш Туровский

(К 50-летию научной деятельности)

Януш Туровский родился в г. Ковеле на Волыни. Отец работал хирургом и занимался общественной деятельностью, а мать имела образование акушерки и одновременно была председателем католической благотворительной организации. Предки родителей принадлежали к семьям с польских окраин, в которых патриотизм и религиозность соединялись с надеждой на возрождение и независимость Польши.

С началом войны семья подверглась гонениям и была депортирована в Сибирь, а затем выслана в Казахстан. Воспоминания профессора о драматической судьбе семьи в период казахстанской ссылки представлены в книге «Панорамная фотография поляков, депортированных в Павлодарский округ» (издательство Вроцлавского университета, под ред. Теофила Микульского, Вроцлав, 1995 г.).

После смерти отца Януш Туровский, преодолев большие трудности, вернулся в Польшу в 1946 г. В том же году в Люблине он получил аттестат зрелости и поступил на электротехнический факультет Лодзинского технического университета, который окончил в 1951 г., получив звание магистра инженера-электрика по специальности «Электрические машины». Еще перед защитой диплома с 1949 г. он принимал участие в научной работе кафедры «Электрические машины и трансформаторы» Лодзинского технического университета, которым



руководил профессор Е. Езерский. Януш Туровский стал его ближайшим соратником, а в будущем — достойным наследником. Научные звания и степени Я. Туровского: кандидат технических наук — в 1958 г.; доктор технических наук — в 1963 г.; экстраординарный профессор — в 1971 г. и ординарный профессор — в 1978 г.

Кроме постоянной работы в Лодзинском техническом университете, Я. Туровский периодически сотрудничал с Институтом исследований и измерений «Energoromiag» в Гливице, с заводами «СВКМЕ-Komel» в Катовице, «ELTA» в Лодзи, EMIT в Жихлине и «Crompton Greaves Ltd.» в Бомбее, выполнял обязанности профессора в Люблинском политехническом институте в 1974—1976 гг., в Горнометаллургической академии в Кракове (в 1980—1981 гг.), в университете Павии (Италия, в 1986 г.) и в одном из исследовательских институтов Турции (1994 г.).

Профессор Януш Туровский — ученый поистине неисчерпаемой творческой инициативы, подкрепленной огромным

трудолюбием. Научные результаты его работ многосторонни, продуктивны и настолько многочисленны, что их невозможно кратко изложить. Они представлены в 200 научных работах, опубликованных в Польше и во многих других странах, из них 12 монографий и 14 книг в соавторстве, в которых ученый развил научные основы и методы промышленной электродинамики. Эти методы применялись им для моделирования сильных электромагнитных полей в трехмерном пространстве с учетом нелинейности ферромагнитных сред, имеющих место в электрических машинах и трансформаторах большой мощности. Он также развил теорию экранирования и повышения надежности электротехнического оборудования, методы расчета специальных машин, в том числе электромашиных усилителей, машин с постоянными магнитами, линейных асинхронных машин.

Януш Туровский разработал основы специальных методов измерения мощностей при малых коэффициентах мощности, развил метод термометрических измерений потерь мощности с учетом потерь от потоков рассеяния. В последнее время много усилий он приложил к исследованию связей мехатроники с технической электродинамикой.

Признавая неотъемлемость научной и учебной работы, профессор Я. Туровский постоянно внедряет новые методы в учебный процесс. Из достижений в

области образования можно выделить три его учебника и девять учебных академических пособий.

Профессор Я. Туровский является одним из первых организаторов обучения аспирантов, целевого индивидуального обучения студентов на электротехническом факультете Лодзинского политехнического института, а затем обучения иностранцев; он организатор альтернативного обучения «ELSE» на языках международного общения. Им лично подготовлено большое количество специалистов наивысшей квалификации.

Как сотрудник ЮНЕСКО он был организатором восьми конференций, в том числе касающихся реформы образования инженеров и их связи с промышленностью, принимал участие в более чем 70 конференциях. Из наиболее важных организаций и учреждений, членом которых является Я. Туровский, следует выделить CIGRE, IEEE, Нью-Йоркскую Академию наук, SEFI, EC PHARE, а также редакционные советы журналов.

В области организации науки

в Польше следует отметить его плодотворную деятельность в Польском обществе по теоретической электротехнике, которая была отмечена присвоением звания почетного члена общества, в Комитете электротехники Польской Академии наук, он основатель и организатор международных симпозиумов по электромагнитным полям в электротехнике, член редакционного совета журнала «Архив электротехники». Профессор Я. Туровский является заслуженным членом Ассоциации польских электриков.

Около двадцати лет он руководил Институтом трансформаторов, машин и электрических аппаратов, переименованным позднее в Институт трансформаторов и машин Лодзинского технического университета, продолжил традиции кафедры, на которой начал свою деятельность как ассистент. Два срока подряд выполнял обязанности проректора Лодзинского технического университета по международным связям, принимал участие в Главном совете высшего образования при Министерстве высшего образования

Польши как председатель секции технических вузов. Многократно представлял свой факультет в Ученом совете Лодзинского технического университета, был также заместителем декана факультета по научной работе, членом профсоюза «Солидарность» с 1980 г. и Союза сибиряков — с 1990 г. Его биография помещена в восьми международных энциклопедиях «Who's Who» и «Database».

Научная, общественная и преподавательская деятельность профессора Я. Туровского неоднократно отмечена государственными наградами, поощрена Польской Академией наук, министерствами и ведомствами Польши.

Профессор Туровский — наиболее видный представитель электротехнической науки послевоенной Польши. Своим жизненным примером он доказал, что упорством и трудолюбием можно преодолеть объективные и субъективные трудности и добиться больших успехов. Многочисленные ученики Я. Туровского сегодня развивают научные идеи своего учителя в Польше и за границей.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10

☎ 924-24-80, 928-88-69; факс 315-0698

101000 Москва, Главный почтамт, а/я № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 19.08.99. Подписано в печать 20.09.99. Формат 60×84¹/₈. Тираж 1000 экз.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Печ. л. 9. Заказ **276**. Цена свободная

Свидетельство о регистрации № 0110272 от 8 февраля 1993 г.
Министерства печати и информации Российской Федерации

ЗАО «Знак», 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10

Отпечатано в типографии МЭИ

111250 Москва, ул. Красноказарменная, д. 13

Академия электротехнических наук Российской Федерации (АЭН РФ)

извещает о планируемом 8 декабря 1999 г. общем собрании членов АЭН РФ и открывающихся вакансиях действительных членов и членов-корреспондентов Академии по следующим научно-отраслевым отделениям:

	Число вакансий	
	действительных членов	членов-корреспондентов
1. Теоретическая электротехника	2	1
2. Электроэнергетика	2	1
3. Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности	3	2
4. Электротехнические системы и устройства общего и специального назначения (в строительстве, горном деле, сельском хозяйстве и социальной сфере)	2	1
5. Электротехнические системы транспорта и космической техники	3	4
6. Электротехнология	2	1
7. Средства и системы контроля, управления и автоматизации	3	1
8. Электротехнические материалы и изделия	1	1
9. Электрофизические и сверхпроводящие устройства	2	1
10. Высоковольтная электротехническая и электронная аппаратура. Электромагнитные излучения, совместимость и экология	2	1
11. Электроника и вычислительная техника	2	2
12. Телекоммуникационные и информационные сети и системы	2	1
13. Стандартизация и сертификация в электротехнике	2	1
14. Электротехника и электроника в медицине	3	2
15. Высшее электротехническое образование	4	5

Действительными членами Академии электротехнических наук РФ, согласно уставу Академии, избираются ученые, обогатившие науку выдающимися достижениями и открытиями, широко признанными и используемыми в научно-практической деятельности.

Членами-корреспондентами Академии электротехнических наук РФ, согласно уставу Академии, избираются ученые и специалисты, внесшие признанный вклад в развитие электротехнической науки.

Выдвигать кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты могут научные учреждения, высшие учебные заведения, государственные, общественные и другие организации, а также действительные члены и члены-корреспонденты АЭН РФ по указанным в данной публикации научно-отраслевым отделениям.

В случае представления кандидатов научными учреждениями, высшими учебными заведениями, государственными, общественными и другими организациями выдвижение производится на заседаниях ученых и научно-технических советов, коллегий или президиумов путем голосования простым большинством голосов.

Представление на кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты АЭН РФ с соответствующей мотивировкой и приложением необходимых документов направляются в адрес Президиума Академии в течение месяца со дня настоящей публикации.

Необходимо представить в 2-х экземплярах следующие документы: 1) заявление об участии в конкурсе; 2) письмо-представление совета государственных, общественных, и других организаций с результатами голосования, подписанное председателем и ученым секретарем НТС (УС), заверенное печатью, или представление на соискателя от членов Академии электротехнических наук РФ с соответствующей мотивировкой; 3) личный листок по учету кадров; 4) автобиографию; 5) заверенный список научных трудов; 6) копии дипломов: об окончании вуза и доктора наук, аттестат профессора; 7) отзыв о научно-общественной деятельности кандидата с основного места работы; 8) личную научную программу (объемом не более двух страниц); 9) три фотографии размером 4×6.

Материалы направлять по адресу: 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14, Президиум Академии электротехнических наук РФ.

В.Г. Герасимов, президент Академии электротехнических наук РФ

В.В. Сычев, главный ученый секретарь Академии электротехнических наук РФ

*Если Вы работаете в области энергетики или электротехники,
позаботьтесь о том,
чтобы Ваши предприятие, лаборатория, кафедра
не опоздали с подпиской на*

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

- старейший отечественный теоретический и научно-практический журнал, орган Российской Академии наук, Федерации энергетических и электротехнических обществ;
- выходит ежемесячно, предназначен для высококвалифицированных специалистов в области энергетики и электротехники;
- публикует теоретические и научно-практические работы отечественных и зарубежных ученых и инженеров, освещает работу российских и международных конференций, рецензирует учебники и монографии по тематике журнала, помещает материалы по истории электротехники, статьи о выдающихся отечественных и зарубежных ученых;
- журнал поступает во все промышленно развитые страны мира.

*Условия подписки в России и странах СНГ указаны
в Объединенном каталоге Государственного комитета РФ
по связи и информатизации «Подписка-99»*

*Зарубежные читатели могут подписаться на наш журнал
по адресам фирм, указанным в № 1, 2/99*

*В Москве подписку от зарубежных читателей на «Электричество»
и его английскую версию «Electrical Technology Russia»
принимает АО «Международная книга», фирма «Периодика»
(117049, Б. Якиманка, 39, тел. 238-4967, факс 238-4634)*