

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1998

12

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

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

Научный редактор — **Макаршин 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»), **Кошев Л.А.** (Научно-исследовательский институт постоянного тока), **Мамонянц 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

Ларионов В.П., председатель секции (Московский энергетический институт), **Александров Г.Н.** (С.-Петербургский государственный технический университет), **Белкин Г.С.** (Всероссийский электротехнический институт), **Лоханин А.К.** (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 журнала, **Шакарян Ю.Г.** (Научно-исследовательский институт электроэнергетики).

Научный редактор — **Евсеев Б.Н.**

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

12
ДЕКАБРЬ
1998

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

СОДЕРЖАНИЕ

Филиппова Н.Г., Бердник Е.Г. Развитие методов экспресс-диагностики динамических свойств энергосистем	2
Евдокуин Г.А., Гудилин С.В., Корепанов А.А. Выбор способа заземления нейтрали в сетях 6–10 кВ	8
Лебедев Г.М., Бахтин Н.А., Брагинский В.И. Математическое моделирование локальных дефектов изоляции силовых кабелей 6–10 кВ	23
Афанасьев А.А., Воробьев А.Н. Расчет магнитного поля и потерь в турбодвигателе при его питании от сети и преобразователя частоты	28
Мощинский Ю.А., Киселева М.М. Математическая модель асинхронного конденсаторного двигателя в синхронно вращающихся координатах	38
Терешков В.В., Аванесов В.М. Адаптивное управление трехфазным вентильным преобразователем	43
Дьяконов В.П., Пеньков А.А. Моделирование транзисторных преобразователей напряжения с последовательным резонансным контуром	48
Николов Н.М., Табаков С.Е. Трехфазные мостовые управляемые выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности	52
Павлов С.В., Супрунов В.И. Метод оценки реакции системы управления и контроля на электромагнитные импульсные воздействия	56
Зинченко Л.А. Численно-аналитическое моделирование дискретных схем замещения нелинейных лестничных цепей	58
Кирсанов А.В. Определение износа контактных поверхностей электрических аппаратов с использованием систем телемеханики	64

ХРОНИКА

Белов Г.А., Антонов В.И., Лазарева Н.М. II Всероссийская научно-техническая конференция «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике»	66
Герасимов В.Г. Всемирный электротехнический конгресс (ВЭЛ-99)	67
Гандилиян С.В. Памяти А.Г. Иосифьяна	68
Игорь Николаевич Романенко (К 60-летию со дня рождения)	72
Указатель материалов, опубликованных в ж. «Электричество» в 1998 г.	73
Алфавитный указатель	78

CONTENTS

N.G. Filippova and Ye.G. Berdnik, Development of Methods for a Fast Diagnostics of Dynamic Properties of Power Systems	2
G.A. Yevdokunin, S.V. Gudilin and A.A. Korepanov, Choice of the Method of Neutral Grounding in 6–10 kV Electrical Networks	8
G.M. Lebedev, N.A. Bakhtin and V.I. Braginskii, Mathematical Simulation of Local Defects in the Insulation of 6–10 kV Cables	23
A.A. Afanas'yev and A.N. Vorob'yev, Calculating Magnetic Field and Losses of a Turbomotor Power Supplied from Mains and a Frequency Converter	28
Yu.A. Moshchinskii and M.M. Kiseleva, Mathematical Model of an Induction Capacitor Motor in Synchronously Rotating Co-Ordinate Systems	38
V.V. Tereshkov and V.M. Avanesov, Adaptive Controlling Three-Phase Inverter	43
V.P. D'yakonov and A.A. Pen'kov, Simulation of Transistor Voltage Inverters with a Series-Resonant Circuit	48
N.M. Nikolov and S.Ye. Tabakov, Controlled Bridge-Circuit Three-Phase Rectifiers with an Improved Power Factor	52
S.V. Pavlov and V.I. Suprunov, A Method for Estimating the Control System Response to Pulse Electromagnetic Actuation	56
L.A. Zinchenko, Numerical and Analytical Simulation of Discrete Equivalent Circuits of Non-Linear Ladder-Type Networks	58
A.V. Kirsanov, Diagnosing Contact Surface Wear and Tear of Electric Apparatuses with the Use of Telemechanics System	64

CHRONICLE

G.A. Belov, V.I. Antonov and N.M. Lazareva, II All-Russian Scientific-Technical Conference «Information Technologies in Electrical Engineering and Electrical Power Engineering»	66
V.G. Gerasimov, World Electrical Engineering Congress (WEEC-99)	67
S.V. Gandilyan, In Memory A.G. Iosifyan	68
Igor' Nikolayevich Romanenko (to Mark the 60th Anniversary)	72
List of Publications 1998	73
Alphabetical Index	78

Развитие методов экспресс-диагностики динамических свойств энергосистем

ФИЛИППОВА Н.Г., БЕРДНИК Е.Г.

Приведен алгоритм оценки параметров электромеханических колебаний в многомашинных энергосистемах. Алгоритм основан на LR-методе расчета собственных значений и собственных векторов комплексной матрицы коэффициентов эквивалентных уравнений движения роторов генераторов системы. Он позволяет проводить анализ статической устойчивости и динамических свойств ЭЭС большой размерности при любой степени детализации математических моделей генераторов и систем автоматического регулирования. Приведены результаты сопоставительных расчетов для нескольких схем ЭЭС (одна из которых содержит 75 регулируемых генераторов).

Ключевые слова: энергосистемы, устойчивость, электромеханические колебания, собственные значения, модальный анализ

Анализу статической устойчивости электроэнергетических систем (ЭЭС) уделяется все большее внимание в связи с ростом их размерности и усложнением структуры [1–8].

Применение автоматических регуляторов возбуждения (АРВ) сильного действия синхронных генераторов как основного средства по улучшению устойчивости ЭЭС предъявляет более высокие требования к их учету в процессе анализа и оптимизации. Этому способствует участившаяся в практике эксплуатации низкочастотные длительные электромеханические колебания (ЭМК) [5], которые в основном являются следствием неоптимальных настроек АРВ.

Для анализа статической устойчивости и эффективной оптимизации систем автоматического регулирования необходима наиболее полная информация о динамических свойствах ЭЭС [4, 7], которые характеризуются коэффициентами затухания и частотами электромеханических колебаний, а также коэффициентами распределения амплитуд режимных параметров на каждой частоте. Это приводит к необходимости дальнейшего развития методов, алгоритмов и программ для анализа статической устойчивости, диагностики динамических свойств и структурно-параметрической оптимизации систем автоматического регулирования энергосистем с учетом большой размерности рассчитываемых схем и различной степени детализации математических моделей.

Достаточно полную информацию о динамических свойствах ЭЭС позволяет получить модальная теория, основанная на определении соб-

An algorithm for evaluating the parameters of electromechanical oscillations in multiple-machine power systems is presented. The algorithm is based on the conventional LR method for calculating eigenvalues and eigenvectors of the complex matrix of coefficients of the equivalent motion equations of generators' rotors. The algorithm presented makes it possible to carry out an analysis of the steady state stability and dynamic properties of large electrical power systems (EPS) at any degree of detailing mathematical models of generators and automatic control systems. Results of comparative calculations for several schemes of EPS (one of which contains 75 controllable generators) are given.

Key words: power systems, stability, electromechanical oscillation, eigenvalues, modal analysis

ственных чисел и собственных векторов матрицы коэффициентов уравнений состояния, приведенных к нормальной форме. Собственные числа характеризуют устойчивость, частоту и затухание свободных колебаний, а собственные векторы — коэффициенты распределения амплитуд колебаний режимных параметров на каждой частоте.

Анализ динамических свойств практически не применялся к многомашинным регулируемым энергосистемам большой размерности, так как порядок системы уравнений в зависимости от используемых математических моделей может быть очень высок и составлять более тысячи. В этом случае решение полной проблемы собственных значений существенно затрудняется.

Разработанный на кафедре ЭЭС МЭИ метод экспресс-диагностики [1–4] позволил в значительной степени преодолеть трудности, связанные с размерностью системы и временем вычислений. В его основе лежит положение о фильтрующих свойствах роторов генераторов [9] и рассмотрение электромеханических колебаний, характерный диапазон частот которых составляет 0,1–2 Гц. Полная система линеаризованных дифференциальных уравнений путем исключения всех переменных кроме приращений углов роторов сводится при подстановке $p=\alpha+j\omega$ к эквивалентной системе уравнений движения роторов, описывающей ЭМК:

$$[T_j p^2 + M(p)] \Delta\delta = 0 \quad (1)$$

или

$$[T_j p^2 + P_d(p)p + M_c(p)] \Delta\delta = 0,$$

$$\det(A - \lambda E) = 0,$$

собственные векторы — ненулевые решения однородной линейной системы

$$(A - \lambda E)X = 0.$$

Матрица B подобна матрице A , если справедливо соотношение

$$B = P^{-1}AP,$$

где P — некоторая невырожденная матрица, трансформирующая матрицу A в матрицу B .

Подобные матрицы имеют одни и те же собственные значения, а собственный вектор (Y) матрицы B для того же λ связан с собственным вектором матрицы A соотношением

$$X = PY.$$

Всякую матрицу посредством подобия можно привести к блочно-треугольному виду [10]. Диагональные блоки первого порядка (одинарной размерности) — суть вещественные собственные числа матрицы, блоки второго порядка отвечают парам комплексно-сопряженных чисел. LR -алгоритм [10] использует разложение матрицы в произведение треугольных

$$A = LR,$$

где L — нижняя треугольная матрица с единичной диагональю; R — верхняя треугольная матрица.

При составлении преобразования подобия

$$L^{-1}AL = L^{-1}(LR)L = RL,$$

следовательно, если разложить матрицу A в произведение треугольных, а затем перемножить сомножители в обратном порядке, получится матрица, подобная A . В LR -алгоритме этот процесс повторяется:

$$A_{s-1} = L_{s-1}R_{s-1}, \quad R_{s-1}L_{s-1} = A_s.$$

При $S \rightarrow \infty$ $L_s \rightarrow E$ и $R_s \rightarrow A_s$, причем, в общем случае матрица A_s стремится к верхней треугольной матрице с диагональными блоками, которые соответствуют собственным значениям матрицы A .

Представленный алгоритм экспресс-диагностики или расчета мод ЭМК основан на LR -методе расчета собственных значений и собственных векторов комплексной матрицы.

Объем вычислений в разработанном алгоритме существенно уменьшен за счет преобразования матрицы H_3' к верхней форме Хессенберга, элементы которой с индексами $i > j + 1$ равны нулю, с помощью элементарных устойчивых преобра-

зований [10]. Для ускорения сходимости итерационного процесса расчета собственных значений и векторов рекомендовано введение сдвигов [11], которое также применено в алгоритме.

Таким образом, алгоритм включает последовательность следующих этапов.

1. Ввод исходных данных и параметров установившегося режима (последние рассчитываются с помощью программы «УСТ МЭИ»).

2. Исключение из полной системы уравнений, заданной в виде балансов мощностей в узлах и уравнений переходных процессов в генераторах, переменных, не зависящих от p (оператора Лапласа).

3. Задание для k -й итерируемой моды колебаний приближения $p_i = \alpha_i + j\omega_i$ ($i = 1, 2, \dots$ — номер итерации; $k = 1, 2, \dots, n-1$; n — число генераторов). В качестве начального приближения может быть задано значение $p_0 = j\omega_0 = j3,14$ рад/с.

4. Формирование комплексной матрицы $M(p_i)$ в уравнении (1) путем исключения всех переменных, кроме углов роторов генераторов (δ).

5. Получение комплексной матрицы H_3' (5) коэффициентов эквивалентных уравнений движения в нормальной форме:

$$p \Delta s = -T_j^{-1} M(p) \Delta \delta;$$

$$p \Delta \delta = \Delta s$$

или

$$pX = H_3'X,$$

где $X = (\Delta s \ \Delta \delta)^t$.

6. Приведение матрицы H_3' к верхней форме Хессенберга H .

7. Треугольное разложение $H = LR$ и вычисление произведения RL . Накопление преобразований.

8. Определение массива всех собственных значений размерностью $2n$ (включая нулевой корень).

9. Обратная подстановка для определения собственных векторов верхней треугольной матрицы.

10. Умножение на матрицу преобразований для восстановления собственных векторов исходной полной матрицы H_3' .

11. Проверка условий сходимости:

$$|\alpha_k^{(i)} - \alpha_k^{(i-1)}| < \varepsilon_\alpha, \quad |\omega_k^{(i)} - \omega_k^{(i-1)}| < \varepsilon_\omega.$$

Если сходимость достигнута, переход к итерированию $(k+1)$ -й моды (к п. 3, $i=1$). Если нет, уточнение приближения $p_{i+1} = \lambda_{k_i}$ и переход к п. 3. Расчет прекращается, если выделена $(n-1)$ мода ЭМК.

Разработанный алгоритм позволяет вдвое снизить размерность рассчитываемой матрицы, если записать уравнение (1) в виде

$$p^2 \Delta \delta = -T_J^{-1} M(p) \Delta \delta$$

и обозначить $\lambda = p^2$ и $A(p) = -T_J^{-1} M(p)$ [12]. В этом случае расчет собственных значений и векторов проводится относительно матрицы $A(p)$, имеющей размерность n (n — число генераторов). В описанном ранее алгоритме изменяется п. 5 и 11: вместо матрицы H_3' будет определяться матрица $A(p)$, а уточнение приближения будет осуществляться по формуле

$$p_{i+1} = \sqrt{\lambda_i},$$

где λ_i — собственные значения комплексной матрицы $A(p)$.

Приведенный алгоритм расчета мод ЭМК, основанный на *LR*-методе, реализован в программном комплексе «Оптим» на языке «ФОРТРАН-90» для ПЭВМ и заменил ранее существующий.

На ряде примеров сопоставлена вычислительная эффективность предшествующего и разработанного алгоритмов. Во всех рассмотренных случаях разработанный алгоритм обеспечил сходимость итерационного цикла относительно мод ЭМК в отличие от предшествующего. Число итераций, необходимых для расчета одной моды, снизилось, значительно сократились время счета и требуемый объем памяти.

Вычислительная эффективность алгоритмов, основанных на *QR*- и *LR*-методе, проиллюстрирована на примере пяти машинной электрической системы (табл. 1). Все генераторы оснащены АРВ сильного действия, представленными математическими моделями 14-го порядка. Полная система уравнений в нормальной форме в этом случае составляет 85-й порядок, для эквивалентной модели порядок равен десяти. Исходный алгоритм, основанный на *QR*-методе, позволял выделить всего одну моду из четырех, причем важная для оптимизации низкочастотная мода (0,607 рад/с) не определялась даже при близком начальном приближении частоты ($p_0 = j\omega_0 = 0,6$ рад/с). Предложенный алгоритм обеспечил сходимость относительно всех мод ЭМК с заданной точностью $\varepsilon_\omega = 0,05$ рад/с, $\varepsilon_\alpha = 0,005$ 1/с.

Таблица 1

Но- мер моды	Значение $\lambda = \alpha \pm j\omega$		Число итераций	
	<i>QR</i> -алгоритм	<i>LR</i> -алгоритм	<i>QR</i> -алгоритм	<i>LR</i> -алгоритм
1	-0,97 $\pm j$ 3,67	-0,97 $\pm j$ 3,67	5	5
2	—	-1,17 $\pm j$ 3,16	—	5
3	—	-1,93 $\pm j$ 2,44	—	7
4	—	-0,19 $\pm j$ 0,607	—	6

Многочисленные расчеты показали, что разработанный алгоритм имеет более высокую вычислительную эффективность, а также важность практического применения полученных результатов, поскольку для модального анализа и решения задач оптимизации важны низкочастотные составляющие колебаний.

Разработанные алгоритм и программа позволяют рассчитывать электромеханические колебания ЭЭС большой размерности — порядка 300 узлов, 100 генераторов с различной степенью подробности моделей основных элементов (генераторов, АРВ, АРЧВ, СК, СТК, ППТ, ВПТ).

В качестве примеров рассмотрены следующие тестовые схемы (заданы ЦДУ ЕЭС России):

1. Схема европейской части ОЭС Центра (281 узел, 38 генераторов).

2. Схема ЕЭС СНГ в перспективе до 2010 г. [14] (155 узлов, 75 генераторов).

Исходный алгоритм экспресс-диагностики, основанный на *QR*-методе, не позволяет рассчитывать динамические свойства ЭЭС для этих схем. Расчет схемы европейской части ОЭС Центра возможен по программе полной диагностики динамических свойств «ВЕКТОР» [13] лишь в случае «классической» модели генераторов, когда демпфирующие факторы учитываются упрощенно, путем введения в уравнение движения слагаемого, пропорционального скорости вращения ротора, с коэффициентом K_d , при этом генератор вводится в схему замещения постоянной ЭДС за переходным сопротивлением X_d' . Размерность матрицы состояния составляет в этом случае 76. Результаты расчетов этого примера сопоставлены для программ «ВЕКТОР» и «ОПТИМ» (табл. 2). Программа «ОПТИМ» использует приведенный в статье алгоритм, сходимость итерационного процесса обеспечена относительно всех мод ЭМК (37 мод) за три итерации при точности $\varepsilon_\alpha = 0,005$ 1/с, $\varepsilon_\omega = 0,05$ рад/с. Программа «ВЕКТОР» применяется в качестве эталона для расчета точных собственных значений, а «ОПТИМ» — в качестве приближенного итерационного метода расчета. Задаваясь меньшим значением допустимой точности (погрешности итерационной процедуры), можно получить более близкие к эталонным значения, однако число итераций при этом увеличится.

Расчет схемы ОЭС Центра согласно приведенному в статье алгоритму осуществлен для подробных моделей генераторов и АРВ 17-го порядка. Размерность матрицы состояния ЭЭС при оценке ее динамических свойств составляет 646, применение программы «ВЕКТОР» в этом случае невозможно. Доминирующие собственные значения сведены в табл. 3 (выражены в рад/с) при утяжелении режима путем увеличения пе-

Таблица 2

Номер	Значения α и ω , рассчитанные по программам «ВЕКТОР» (числитель) и «ОПТИМ» (знаменатель) и соответствующие погрешности			
	$\alpha, \text{с}^{-1}$	$\omega, \text{рад/с}$	Погрешность, %	
			Δ_α	Δ_ω
1	-0,29/-0,30	2,16/2,09	3,33	3,24
2	-0,13/-0,14	2,98/2,92	7,14	2,01
3	-0,35/-0,33	3,28/3,33	5,71	1,50
4	-0,28/-0,29	3,54/3,44	3,45	2,82
5	-0,29/-0,27	4,02/4,02	6,90	0,00
6	-0,19/-0,20	4,17/4,08	5,00	2,16
7	-0,23/-0,24	4,35/4,36	4,17	0,23
8	-0,17/-0,17	4,91/4,87	0,00	0,81
9	-0,32/-0,31	5,15/5,15	3,12	0,00
10	-0,36/-0,36	5,55/5,53	0,00	0,36
11	-0,32/-0,31	5,75/5,71	3,12	0,70
12	-0,34/-0,32	5,91/5,80	5,88	1,86
13	-0,32/-0,30	6,15/6,02	6,25	2,11
14	-0,19/-0,19	6,29/6,34	0,00	0,79
15	-0,29/-0,31	6,39/6,63	6,45	3,62
16	-0,23/-0,25	6,67/6,65	8,00	0,30
17	-0,30/-0,31	6,68/6,50	3,23	2,69
18	-0,17/-0,17	6,77/6,69	0,00	1,18
19	-0,35/-0,35	7,12/7,12	0,00	0,00
20	-0,20/-0,21	7,11/7,17	4,76	0,84
21	-0,29/-0,28	7,39/7,38	3,45	0,14
22	-0,27/-0,26	7,46/7,43	3,70	0,40
23	-0,29/-0,29	7,71/7,56	0,00	1,95
24	-0,30/-0,31	7,59/7,66	3,23	0,91
25	-0,22/-0,21	7,92/7,74	4,55	2,27
26	-0,30/-0,29	7,81/7,79	3,33	0,26
27	-0,30/-0,32	7,91/7,98	6,25	0,88
28	-0,30/-0,29	8,37/8,06	3,33	3,70
29	-0,33/-0,33	8,26/8,23	0,00	0,36
30	-0,32/-0,32	8,18/8,25	0,00	0,85
31	-0,28/-0,26	8,17/8,31	7,14	1,68
32	-0,36/-0,36	8,47/8,46	0,00	0,12
33	-0,34/-0,33	9,01/8,91	2,94	1,22
34	-0,34/-0,37	9,36/9,00	8,11	3,85
35	-0,27/-0,27	9,56/9,55	0,00	0,10
36	-0,20/-0,20	11,10/11,08	0,00	0,18
37	-0,30/-0,30	12,31/12,29	0,00	0,16

Таблица 3

Значение $P_{\text{сеч}}$, МВт	Доминирующие собственные значения		
	подробная модель генераторов	классическая модель	
		$K_D = 2$	$K_D = 5$
4180,7	-0,18±j 2,91 -0,20±j 2,35 -0,40±j 3,61	-0,12±j 2,11 -0,06±j 2,97	-0,30±j 2,09 -0,14±j 2,92
4682,8	-0,16±j 2,87 -0,25±j 2,37 -0,39±j 3,60	-0,11±j 2,29 0,4±j 3,08	-0,28±j 2,28 -0,09±j 3,03
4931,3	-0,15±j 2,82 -0,28±j 2,36 -0,37±j 3,59	-0,10±j 2,43 0,12±j 3,03	-0,27±j 2,35 -0,04±j 3,03
5174,2	-0,14±j 2,79 -0,29±j 2,36 -0,35±j 3,57	-0,11±j 2,36 0,10±j 3,06	-0,26±j 2,42 -0,03±j 3,00
5381,4	-0,12±j 2,72 -0,31±j 2,33 -0,34±j 3,54	-0,10±j 2,52 0,15±j 2,91	-0,26±j 2,52 0,001±j 2,87

ретока мощности через южное сечение. Расчеты с «классической» моделью генераторов с демпферным коэффициентом $K_d = 0 \div 5$ отн. ед. дают более пессимистичные результаты — устойчивость системы при этом не обеспечивается вплоть до режима максимального перетока, приведенного в табл. 3.

Расчет схемы замещения ЕЭС СНГ на дальнюю перспективу дает неверные результаты при расчете по программе «ВЕКТОР» даже при упрощенном представлении генераторов и АРВ из-за большой размерности матрицы состояния. Сходимость итерационного процесса разработанного алгоритма, использующего матрицу коэффициентов эквивалентных уравнений движения роторов в нормальной форме (5), практически не обеспечивается — выделяются лишь несколько мод ЭМК (от нуля до шести мод при точности от 0,05 до 0,3 рад/с). Размерность матрицы, собственные значения и векторы которой рассчитываются, составляет при этом 150 (рассматривается «классическая» модель генераторов), LR -и QR -алгоритм оказываются в этом случае неэффективными в силу достаточно большой размерности рассчитываемой матрицы (расчет проводился с помощью располагаемых средств вычислительной техники и версий программных реализаций QR - и LR -алгоритмов; улучшение программного обеспечения, класса вычислительной машины и повышение точности ее расчета приведет к увеличению максимально возможной размерности рассчитываемой матрицы).

Применение модифицированного алгоритма, использующего матрицу $A(p)$ размерностью, равной числу генераторов (75 в рассматриваемом случае), позволило рассчитать ЭМК приведенной системы. Полученный диапазон частот сопоставлен с приведенным в [14]; имеют место близкие значения частот. В частности, выделены две доминирующие системные моды (о чем можно судить по компонентам собственных векторов) с частотами 0,85 и 1,5 рад/с (в [14] отмечены доминирующие частоты 0,86 и 1,42 рад/с).

Вывод. Разработанный алгоритм реализован в программном комплексе и позволяет рассчитывать динамические свойства схем ЭЭС большой размерности (порядка 300 узлов, 100 генераторов) с различными математическими моделями генераторов и систем регулирования. Этот алгоритм в отличие от предшествующего позволяет проводить параметрическую оптимиза-

цию настроек параметров систем автоматического регулирования электроэнергетических систем большой размерности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Литкенс И.В., Пуго В.И., Абдул-заде В.М. Демпферные коэффициенты синхронных генераторов в многомашинных электрических системах. — Электричество, 1984, № 3.
2. Литкенс И.В., Филинская Н.Г. Выбор настроек АРВ в многомашинной энергосистеме. — Электричество, 1986, № 4.
3. Чилингарян С.Л. Разработка методики параметрического синтеза комплекса САР электроэнергетических систем для демпфирования электромеханических колебаний: Автореф. дис ... канд. техн. наук. — М.: МЭИ, 1987.
4. Литкенс И.В., Филиппова Н.Г. Анализ и улучшение динамических свойств объединенных энергосистем. — Электричество, 1991, № 12.
5. Литкенс И.В., Филиппова Н.Г., Отморский С.Г. Анализ возможных причин возникновения длительных электромеханических колебаний в объединенной энергосистеме. — Электричество, 1992, № 6.
6. Любарский В.Г., Филатов В.И., Любарская Н.В. Метод расчета области устойчивости энергосистемы и выбора настроек АРВ по параметрам переходной функции системы. — Электрические станции, 1982, № 11.
7. Груздев И.А., Стародубцев А.А., С.М., Шевяков В.В. Анализ статической устойчивости и демпфирования низкочастотных колебаний в объединенных энергосистемах. — Электричество, 1991, № 3.
8. Баринов В.А., Соловьев С.А. Модальное управление режимами электроэнергетических систем. — Электричество, 1986, № 8.
9. Литкенс И.В. Нелинейные колебания в регулируемых электрических системах. — М.: МЭИ, 1974.
10. Уилкинсон Дж. Алгебраическая проблема собственных значений / Пер. с англ. 1970.
11. Уилкинсон Дж., Райнш К. Справочник алгоритмов на языке АЛГОЛ. Линейная алгебра / Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1976.
12. Obbata, Y.Takeda, S.Suzuki H. An efficient eigenvalue estimation technique for multimachine power system dynamic stability analysis. IEEE T-PAS, Vol 100, № 1, January, 1981.
13. Филинская Н.Г. Разработка методики определения настроек АРВ генераторов в объединенных энергосистемах. Автореф. дисс ... канд. техн. наук. — М.: МЭИ, 1986.
14. Баринов В.А., Соловьев С.А. Режимы энергосистем, методы анализа и управления. — М.: Энергоатомиздат, 1990.

[22.05.98]

Авторы: Филиппова Наталья Григорьевна окончила электротехнический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1974 г. В 1986 г. защитила кандидатскую диссертацию «Разработка методики определения настроек АРВ генераторов в объединенных настройках АРВ генераторов в объединенных энергосистемах» в МЭИ. Доцент кафедры электротехнических систем МЭИ.

Бердник Елена Григорьевна окончила электротехнический факультет МЭИ в 1991 г. Ассистент кафедры электротехнических систем МЭИ.

Выбор способа заземления нейтрали в сетях 6—10 кВ

ЕВДОКУНИН Г.А., ГУДИЛИН С.В., КОРЕПАНОВ А.А.

Рассмотрены переходные процессы, связанные с возникновением однофазных замыканий на землю и некоторые другие эксплуатационные режимы работы сетей 6—10 кВ. Показано, что переход с режима изолированной нейтрали на резистивное заземление (или заземление через дугогасящий реактор, шунтированный резистором) приводит к повышению надежной работы системы. Во многих случаях при увеличении токов замыкания на землю целесообразно вводить автоматическое отключение поврежденных элементов сети средствами релейной защиты.

Ключевые слова: электрические сети 6—10 кВ, однофазные замыкания на землю, переходные процессы, защита

Согласно принятым в России нормам [1] сети 6—10 кВ относятся к сетям с малыми токами замыкания на землю и должны работать либо с изолированной, либо с заземленной через дугогасящий реактор нейтралью. Опыт эксплуатации показывает, что большинство нарушений нормальной работы этих сетей связаны с повреждением изоляции относительно земли — с однофазным замыканием на землю (з.н.з.). В принципе, имеется возможность обеспечить надежную работу всей системы электроснабжения и не отключать потребителей в условиях сохраняющегося однофазного з.н.з. в течение некоторого времени, необходимого для поиска и устранения повреждения или включения резервного питания. Однако для этого, прежде всего, необходимо, чтобы ток в месте повреждения был настолько мал, чтобы по возможности было обеспечено его самогашение или переход в устойчивое состояние горения дуги с малой вероятностью перехода в междуфазные повреждения. Такими допустимыми токами у нас считаются токи не более 5 А для сетей, содержащих электрические машины ВН, и не более 30, 20, 10 А для остальных сетей 6, 10, 35 кВ соответственно [2]. Во многих странах безопасные значения токов значительно ниже. Так, например, многолетний опыт эксплуатации сетей напряжения 4—15 кВ в США привел к требованию ограничить во всех случаях значением не более 7—10 А [3, 4]. Применение дугогасящих реакторов (ДГР) в сетях также должно гарантировать достаточно малый ток в месте з.н.з.

Однако не только ограничение значения тока в месте повреждения дает гарантию локализации и дальнейшего неразвития этого повреждения. Однофазным повреждениям в сети сопутствует большое разнообразие внутренних перенапряже-

Transients associated with single phase-to-ground faults and some other operating conditions of 6—10 kV networks are considered. It is shown that change from the insulated neutral mode to resistance grounding (or grounding via an arc-suppressing reactor with a shunt resistor) results in an increase in operating reliability of the network. In many cases, when ground currents increase, it is expedient to use automatic switching-off of the damaged elements of the network by means of relay protection.

Key words: 6—10 kV electrical networks, single phase-to-ground fault, transients, protection

ний, делающих небезопасным длительное существование однофазного з.н.з. и приводящих к пробоям изоляции в других точках сети, т.е. к возникновению многоместных повреждений. Наиболее типичные перенапряжения:

дуговые, связанные с перемежающимся характером дуг;

вызываемые обрывом заземляющих дуг, возникающие при отключении двойных и междуфазных КЗ, при обрыве тока в ДГР;

коммутационные, связанные с технологическими и аварийными переключениями;

резонансные в сетях с ДГР;

резонансные на высоких гармониках;

многообразные феррорезонансные явления и перенапряжения [5].

Отсутствие каких-либо мер по ограничению многообразных перенапряжений в наших сетях приводит к тому, что повреждаемость оборудования остается весьма высокой и для сетей с токами замыкания меньше 5—10 А.

И, наконец, еще одной стороной проблемы, призванной повысить надежную работу системы электроснабжения в условиях однофазного з.н.з., должно стать требование повсеместного использования устройств релейной защиты (РЗ) от з.н.з., обеспечивающих быстрое обнаружение, сигнализацию и (или) отключение поврежденного присоединения.

Опыт эксплуатации сетей 6—35 кВ в России как с изолированной нейтралью, так и с ДГР показывает, что отсутствие тщательного контроля за значением результирующего тока з.н.з. (желательно не больше 5—10 А с учетом раскомпенсации ДГР и активных потерь в сети, а также высших гармоник тока), отсутствие каких-либо мер ограничения перенапряжений, отсутствие селективных РЗ от з.н.з. приводят к высокой ава-

рийности и часто делает бессмысленной длительную работу с однофазным з.н.з., не только не позволяющим повысить надежность работы сети, но, наоборот, увеличивающим ее аварийность.

В статье приведен анализ достоинств и недостатков различных систем заземления нейтрали сетей 6–10 кВ с позиции оценки уровня тока з.н.з., воздействующих перенапряжений, состава оборудования для заземления нейтрали и устройства РЗ.

Способ заземления нейтрали — исключительно важная проблема сетей этих классов напряжения. Она должна решаться индивидуально для каждой характерной электрической системы питания и потребления. Получение максимума преимуществ от выбранного способа заземления нейтрали увязывается со специфическими требованиями производственного процесса, основными из которых, как правило, являются надежность системы электроснабжения и стоимость обеспечения заданной надежности. Большое число факторов, которые должны быть учтены, тем не менее, не всегда могут быть проанализированы только с позиции оценки стоимости. Поэтому наилучшее решение при выборе способа заземления нейтрали — одна из самых трудных задач проектирования системы электроснабжения.

Дуговые перенапряжения в сетях с изолированной и резистивно заземленной нейтралью. Анализ дуговых перенапряжений в сети с различным способом заземления нейтрали проводился в упрощенной схеме рис. 1 (здесь X_C — индуктивное сопротивление прямой последовательности питающей сети; C , C_m — емкости питающих нагрузку линий относительно земли и между фазами).

Расчеты переходных процессов для этой и последующих схем замещения выполнялись с помощью программного комплекса NRAST [6]. Программа предназначена для расчета переходных процессов в произвольных схемах электрических цепей, содержащих активные сопротивления, индуктивности, емкости, источники ЭДС и тока, выключатели, искровые промежутки, управляемые полупроводниковые вентили, нелинейные активные сопротивления, модели слож-

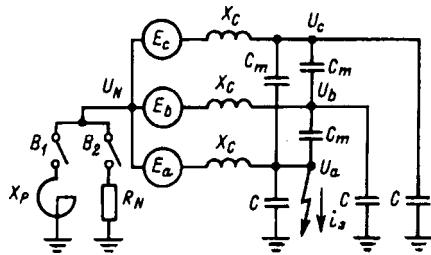


Рис. 1. Расчетная схема сети для анализа дуговых замыканий

ных ферромагнитных устройств. Схема магнитной цепи и электрических соединений обмоток может быть также произвольной. Исходные данные для ферромагнитных устройств [трансформатор напряжения (ТН), магнитно-вентильный управляемый реактор] задаются геометрическими размерами ферромагнитных стержней и ярм (длины и сечения) и схемой их соединения. Далее задается информация о расположении относительно магнитной цепи обмоток, их активном сопротивлении и числе витков. Любая обмотка может охватывать несколько стержней. Кроме ферромагнитных стержней обмотки могут охватывать изоляционные промежутки, которые моделируются условными «воздушными» стержнями. Их геометрические размеры определяются по размерам обмоток и магнитопровода, а магнитная проницаемость пространства, занимаемого обмотками или изоляцией, принимается равной проницаемости в воздухе. Наличие таких «воздушных» стержней позволяет довольно точно учитывать собственные и взаимные динамические индуктивности обмоток в условиях насыщения участков магнитопровода, так как в этом случае поток рассеяния изменяется в зависимости от магнитного состояния стержней. Такая методика учета нелинейных ферромагнитных элементов электрической сети имеет преимущество даже в том случае, когда кривая намагничивания (чаще — зависимость приложенного напряжения к ферромагнитной катушке от тока) получена экспериментально, так как в последнем случае она определяется при гармонической форме приложенного напряжения, а используется в расчетах, когда напряжение может иметь произвольную форму.

Дуговые перенапряжения существенно зависят от поведения дуги в месте пробоя. Реальная картина горения заземляющих дуг определяется большим числом факторов, главными из которых являются: значение и характер квазиустановившегося тока з.н.з. (емкостный, индуктивный, активный) и пробивное напряжение поврежденного места после гашения дуги. На длительность горения и условия гашения оказывают существенное влияние: переходное сопротивление в месте горения дуги; вид диэлектрика, непосредственно контактирующего с дуговым каналом; интенсивность охлаждения; давление в зоне горения дуги; возможность ее растяжения и др. Большое разнообразие локальных мест однофазных з.н.з. в элементах электрооборудования и условий горения заземляющих дуг, а также трудно преодолимые проблемы теоретического анализа всех влияющих факторов в условиях их статистического разброса не позволяют в настоящее время и обозримом будущем создать

какую-то определенную детерминированно-статистическую математическую модель дугового промежутка. Однако варьирование в разумных пределах таких основных влияющих факторов, как: время горения заземляющей дуги, пробивное напряжение поврежденного места и переходное сопротивление дают более или менее правдивую картину явления, в целом не противоречащую большому объему накопленных экспериментальных данных.

Пример расчета процесса возникновения перенапряжений при перемежающейся дуге с использованием программного комплекса NRST, для расчетной схемы сети (рис. 1), приведен на рис. 2,а, где показаны: момент первого з.н.з. на максимуме фазного напряжения, самогашение заземляющей дуги в месте повреждения и повторный пробой в поврежденной фазе, возникший уже при большем пробивном напряжении $U_{\text{пр}}=2,04$ (в качестве базисного напряжения принята амплитуда фазного номинального напряжения сети $U_{\text{фmax}}=U_b=6\sqrt{2}/\sqrt{3}$). Как видно из рис. 2, максимальные перенапряжения на неповрежденных фазах после первого и второго пробоя составляют 2,16 и 2,97 соответственно.

Значения максимальных перенапряжений, которые могут возникать каждый полупериод промышленной частоты (при каждом очередном зажигании дуги), зависят от пробивного напряжения ослабленного места, которое, в свою очередь, зависит от прочности промежутка и длительности горения дуги. Замыкание и гашение дуги приводят к появлению напряжения смещения нейтрали, меняющего свою полярность при замыкании в каждый полупериод (в данном расчете напряжение на нейтрали равно -1,23 и +1,42).

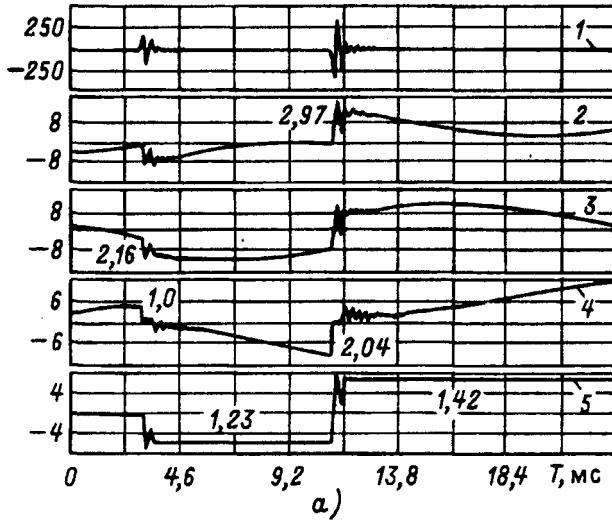


Рис. 2. Дуговое замыкание в сети 6 кВ с емкостным током замыкания 5 А: а — с изолированной нейтралью; б — с заземлением нейтрали через резистор 700 Ом; 1 — ток в месте замыкания, А; 2 — напряжение на неповрежденной фазе В, кВ; 3 — напряжение на неповрежденной фазе С, кВ; 4 — напряжение на поврежденной фазе А, кВ; 5 — напряжение на нейтрали, кВ

Теоретические исследования и опыт эксплуатации показывают, что уменьшить значение дуговых перенапряжений и число з.н.з. без значительного искусственного увеличения тока з.н.з. можно за счет включения в нейтраль сети высокоомного резистора (рис. 1, ключ B_2 замкнут), сохранив тем самым возможность работы сети без автоматического отключения однофазных повреждений.

Высокоомный резистор R_N в нейтрали системы (как правило, в нейтрали специального вспомогательного трансформатора мощностью не менее $S=U_{\text{ном}}^2/(3R_N)$) обеспечивает стекание заряда нулевой последовательности (НП) за время T между ближайшими замыканиями (при $U_{\text{пр}} > U_{\text{фmax}}$), равное полупериоду промышленной частоты ($T=0,01$ с). Таким образом, имея выражение для постоянной времени $T=R_N 3C$ и полагая практически полное стекание заряда за время $t=3T=0,01$ с, получаем выражение для сопротивления

$$R_N = 0,01/(9C) \text{ или } R_N = 1/(900C). \quad (1)$$

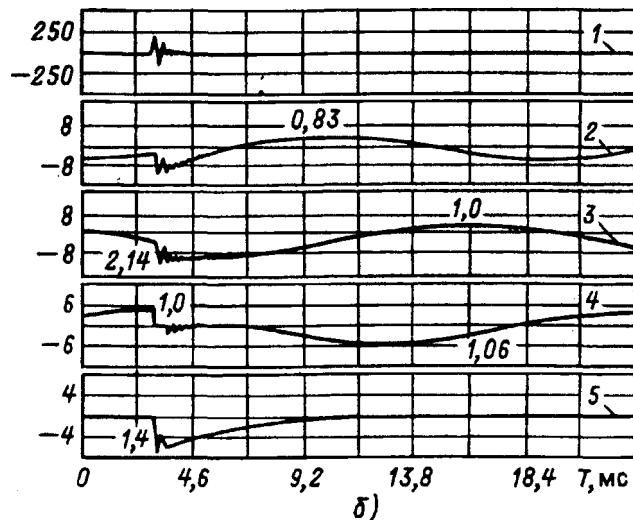
Резистор, выбранный из этого условия, создает в месте повреждения активную составляющую тока, равную емкостной. Действительно, емкостный ток з.н.з. равен: $I_C=3\omega C U_\Phi$, а ток резистор — $I_{R_N}=U_t/R_N$. При $I_C=I_{R_N}$ получаем:

$$R_N = U_\Phi/I_C = 1/(3\omega C) \approx 1/(900C),$$

что совпадает с (1).

При чисто емкостной цепи з.н.з. резистор, выбранный таким образом, увеличивает ток замыкания в $\sqrt{2}$ раз.

На рис. 2,б показан процесс возникновения



однофазного з.н.з. в сети с высокоомным резистором в нейтрали $R_N = 700$ Ом (на рис. 1 ключ B_2 замкнут). Из рис. 2, б видно, что первичное замыкание, сопровождающееся перенапряжением, примерно такой же кратности (2, 14), было единственным (при $U_{\text{пр}} > 1$), так как при таком сопротивлении резистора обеспечивается практически полное стекание заряда НП (равенство нулю напряжения на нейтрали) за время от момента самогашения дуги до момента возникновения максимального напряжения на поврежденной фазе, которое становится близким к фазному (в данном расчете 1,06). Даже в том случае, если пробивное напряжение ослабленного места станет меньше амплитуды фазного напряжения ($U_{\text{пр}} < 1$) и может установиться процесс многократных зажиганий и гашений дуги, кратность дуговых перенапряжений не превысит таковую таковую при первом зажигании, т.е. 2,0–2,2.

Важной особенностью применения высокоомного резистивного заземления нейтрали является то, что при снижении емкости сети постоянная времени стекания заряда НП через выбранный резистор уменьшится, и, следовательно, стекание заряда будет происходить еще быстрее.

Дуговые перенапряжения в сетях с компенсацией емкостного тока. В сетях с большими емкостными токами з.н.з. в случаях, регламентированных ПТЭ [2], должны устанавливаться дугогасящие реакторы. При резонансной настройке дугогасящего реактора мы получаем ряд благоприятных условий протекания процессов при однофазных з.н.з.: минимальный ток промышленной частоты в месте повреждения, минимальная скорость восстановления напряжения после гашения дуги, минимальный уровень дуговых перенапряжений. Пример такого процесса, полученный с помощью программы NRST, показан на рис. 3, а. Видно, что в отличие от системы с изолированной нейтралью однократное з.н.з. с самогашением дуги вызывает колебательный затухающий процесс изменения напряжения на нейтрали. Частота этого процесса тем ближе к промышленной, чем ближе коэффициент компенсации к единице.

В реальных условиях изменяющейся емкости сети, недостаточных мощностей дугогасящих реакторов и отсутствия систем автоматической настройки компенсации обеспечить режим благоприятной во многих отношениях резонансной настройки оказывается невозможным (тем более, чем согласно ПТЭ допускается работа с перекомпенсацией и временно — с недокомпенсацией).

Однако расстройка полной компенсации нежелательна не только из-за увеличения в месте

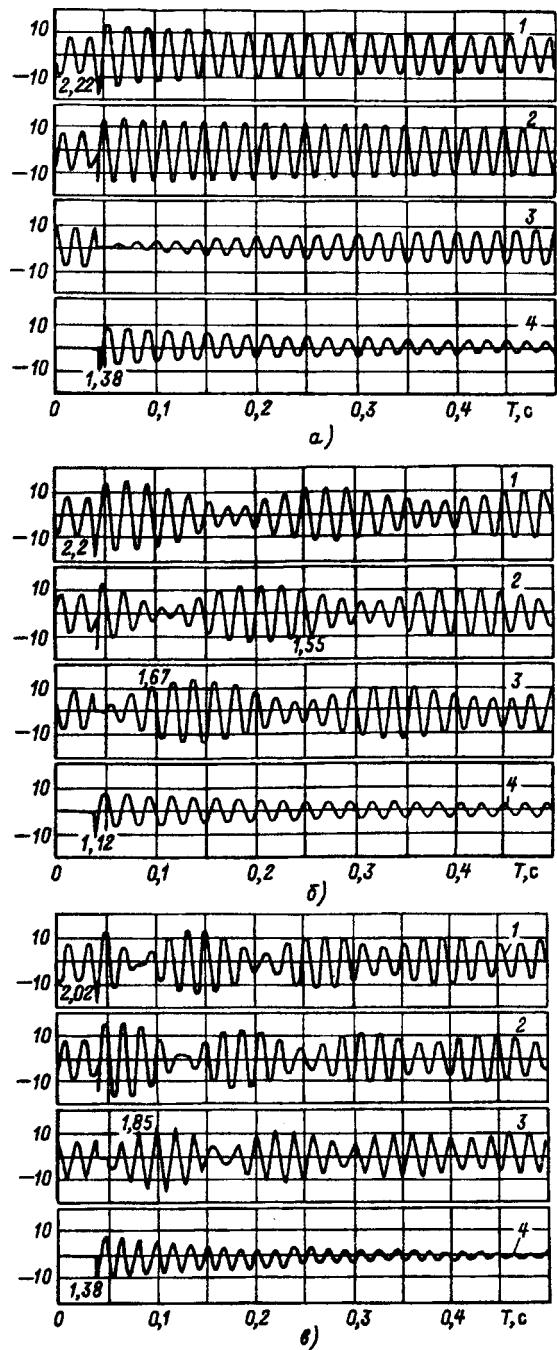


Рис. 3. Однофазное замыкание в сети 10 кВ с нейтрали, заземленной через ДГР (емкостный ток замыкания на землю 75,6 А): а — коэффициент компенсации емкостного тока равен $K = \frac{1}{1} = 100\% = 100\%$; б — $K = 75\%$ (недокомпенсация); в $3\omega M_p \Omega 25\%$ (перекомпенсация); 1 — напряжение на неповрежденной фазе B , кВ; 2 — напряжение на неповрежденной фазе C , кВ; 3 — напряжение на поврежденной фазе A , кВ; 4 — напряжение на ДГР, кВ

з.н.з. составляющей тока промышленной частоты, но она также крайне ухудшает картину возникающих при этом перенапряжений. Так на рис. 3, б, в показан процесс однократного з.н.з. и последующего гашения заземляющей дуги в условиях недокомпенсации (рис. 3, б) и пере-

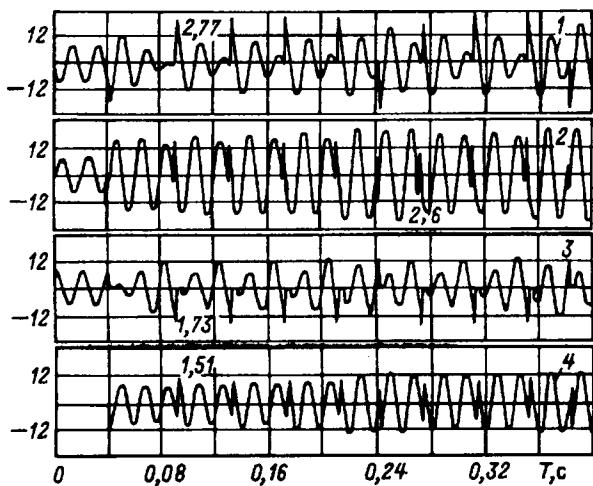


Рис. 4. Многократные замыкания в сети 10 кВ с нейтралью, заземленной через ДГР; емкостный ток замыкания на землю 75,6 А; $K=125\%$ (перекомпенсация): 1–4 — см. подпись под рис. 3

компенсации (рис. 3, б, в). Здесь в отличие от случая полной компенсации ликвидация дугового з.н.з. сопровождается процессом биения (напряжением на установившееся напряжение промышленной частоты свободной составляющей близкой частоты), при котором напряжение на поврежденных фазах достигает существенно больших значений (в примерах рис. 3, б, в — кратности перенапряжений на поврежденной фазе, достигаемые в процессе биений, составляют 1,67–1,85, на неповрежденных — 1,65–2,02). При этом становится возможным режим многократных пробоев ослабленного места при высоких значениях пробивного напряжения. Так на рис. 4 можно видеть такой процесс при $U_{\text{пр}}=1,73$, когда на здоровых фазах возможны высокие кратности дуговых перенапряжений — 2,60–2,77. Напомним, что при резонансной настройке многократные пробои могут иметь место только при $U_{\text{пр}} < 1$.

Снижение перенапряжений в сети при расстройке дугогасящего реактора (а также при несимметричных режимах, сопровождающихся резонансными перенапряжениями) может быть достигнуто путем применения высокомоментного резистора, включенного параллельно ДГР (рис. 1, выключатели B_1 и B_2 включены).

Выбор резистора с помощью соотношения

$$R_N = U_{\Phi} / \Delta I_3 \quad (2)$$

(относительно тока расстройки $\Delta I_3 = |I_p - I_C|$) приводит к прекращению биений напряжений на фазах после погасания дуги и, как следствие, к прекращению пробоев в поврежденной фазе при пробивном напряжении ослабленного места больше фазного ($U_{\text{пр}} > U_{\text{фмакс}}$). Максимальная кратность перенапряжений здесь определяется

первым замыканием и не превышает $U_{\text{макс}} = (2,2-2,4)U_{\text{фмакс}}$. Применение высокомоментного резистора в случае резонансной настройки приводит к некоторому увеличению числа повторных зажиганий, но только для $U_{\text{пр}} < U_{\text{фмакс}}$, а кратность перенапряжений здесь не превосходит таковую для идеальной настройки реактора. Высокомоментный резистор весьма благоприятно влияет на снижение времени воздействия повышенных напряжений на изоляцию неповрежденных фаз даже в случае резонансной настройки ДГР, что является несомненным достоинством такой схемы заземления нейтрали.

Следует отметить также, что высокомоментный резистор может быть применен и как средство, улучшающее режим работы сетей с трудно устранимой несимметрией емкостей до 30–40% для обеспечения напряжения на нейтрали в несимметричных режимах не выше нормированного $U_N = 0,7U_{\Phi}$. Для этого достаточно параллельно реактору с любой расстройкой включить резистор $(6-8)R_N$, выбранный по условию (1).

Применение высокомоментного резистора упрощает (по сравнению с сетями с изолированной или заземленной через ДГР нейтралью) выполнение селективной РЗ от з.н.з.

Эксплуатация сетей без плавной автоматической компенсации тока з.н.з. выявляет целый ряд проблем, многие из которых приводят к отсутствию самогашения дуги в месте повреждения, к значительным перенапряжениям в сети и к серьезным авариям в энергосистемах.

В качестве современного эффективного средства компенсации емкостного тока замыкания на землю можно предложить магнитно-вентильный дугогасящий реактор (МВДГР) типа РУОМ с плавным регулированием тока компенсации реактора и его автоматической настройки [7].

Этот дугогасящий реактор представляет собой статическое электромагнитное устройство трансформаторного типа, плавное регулирование рабочего тока которого осуществляется за счет подмагничивания участков магнитопровода постоянным током. В МВДГР применена совмещенная обмотка постоянно-переменного тока, имеющая выводы, к которым подключен тиристорный преобразователь, предназначенный для преобразования переменного напряжения в регулируемое постоянное, которое используется для подмагничивания (рис. 5). Глубина плавного регулирования реактора от холостого хода до номинального режима — не менее 30–40. Автоматически управляемый МВДГР имеет систему измерения емкости сети и установления требуемого тока компенсации с погрешностью не более 2% номинального значения. Максимальное искажение рабочего тока высшими гармониками со-

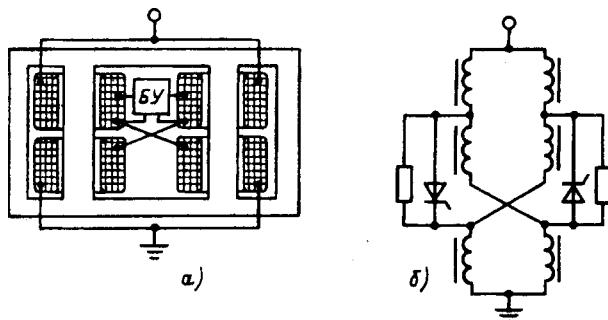


Рис. 5. Схематическое изображение обмоток и магнито-проводы магнитно-вентильного дугогасящего реактора (а) и его электрическая схема замещения (б)

ставляет не более 2–3 А.

Управление реактором осуществляется системой автоматической настройки (путем измерения емкости сети), которая определяет ожидаемое значение тока з.н.з. и вырабатывает сигнал для управления вентилями, который блокируется до появления замыкания. Таким образом, МВДГР при отсутствии з.н.з. работает в режиме холостого хода, и тем самым исключается возможность опасного смещения нейтрали из-за несимметрии сети. Как видно, такая реализация системы управления позволяет исключить из числа необходимых специальные работы по дополнительному симметрированию параметров воздушных линий.

При возникновении однофазного з.н.з. МВДГР автоматически практически мгновенно выходит на режим, близкий к резонансной настройке, компенсируя емкостный ток з.н.з. (рис. 6).

Расчетные осциллограммы работы такого реактора в сети 10 кВ, полученные с помощью программного комплекса NRASST при тщательном моделировании магнитных и электрических це-

лей самого реактора и сети показаны на рис. 6. Из рис. 6 видно, что вне зависимости от значения емкостного тока сети выход на режим, близкий к резонансному, осуществляется практически мгновенно, а остаточный ток в месте повреждения достаточно мал.

Ферромагнитные явления и перенапряжения.

В процессе эксплуатации электрических сетей возможно образование таких схем, когда оказываются включенными последовательно емкости и нелинейные индуктивности. Как правило, такие схемы возникают в неполнофазных и несимметричных режимах. При определенных соотношениях между параметрами элементов этого контура возможно возникновение и длительное существование феррорезонансных перенапряжений высокой кратности, часто сопровождающихся сверхтоками в обмотках трансформатора.

Пример такой схемы приведен на рис. 7, где видно, что обмотка фазы *b* трансформатора с одной стороны включена последовательно с емкостью C_2 на землю, с другой — с нейтралью трансформатора, где из-за его неполнофазного включения появляется напряжение, что и образует последовательный потенциально опасный для развития феррорезонансных перенапряжений контур. Значение емкости C_2 существенно влияет на определение возможности возникновения феррорезонанса: в данном случае она должна быть такой, чтобы емкостный ток был, по крайней мере, одного порядка с током холостого хода трансформатора. Меньшую роль играют емкость C_1 и мощность питающей системы.

Пример расчета переходного процесса возникновения феррорезонансных перенапряжений, рассчитанного для схемы рис. 7 и связанного

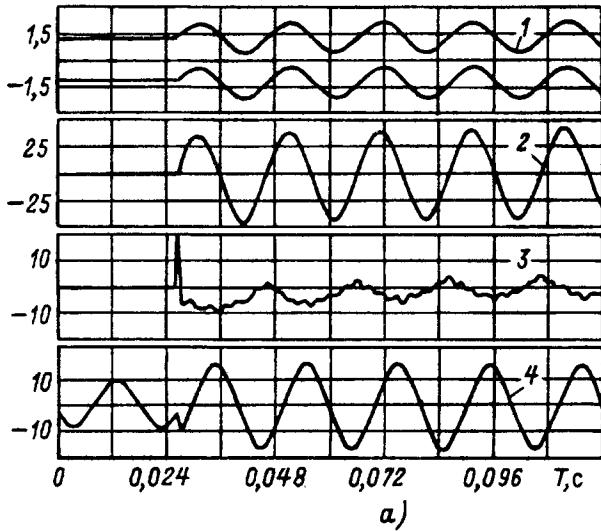
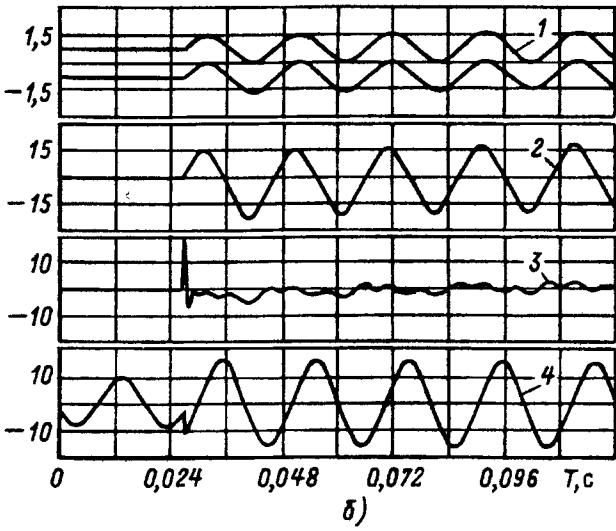


Рис. 6. Режим з.н.з. в сети 10 кВ, когда в качестве дугогасящего реактора используется магнитно-вентильный реактор с $S_{\text{ном}} = 190 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ ($I_{\text{ном}} = 30 \text{ А}$): а — $C_{\Phi-3} = 5 \text{ мкФ}$; емкостный ток з.н.з. (без компенсации) — 27,2 А; б — $C_{\Phi-3} = 2 \text{ мкФ}$; емкостный ток з.н.з. (без компенсации) — 11 А: 1 — индукция в стержнях реактора, Тл; 2 — ток МВДГР, А; 3 — ток в месте повреждения, А; 4 — напряжение на неповрежденной фазе, кВ



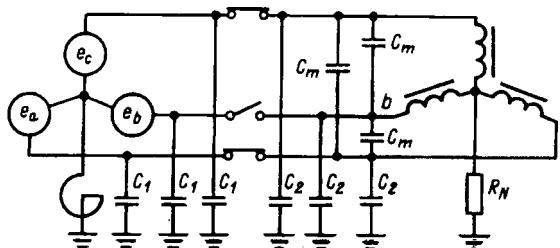


Рис. 7. Схема замещения трехфазной сети при включении двумя фазами трансформатора на холостом ходу

с разрывом одной из фаз ненагруженного трансформатора, приведен на рис. 8,а. Схема типична для городской разветвленной кабельной сети (представленной на рис. 7 емкостью C_1), где имеется возможность неполнофазного подключения отдельных присоединений с емкостью C_2 и с малонагруженным трансформатором.

Как видно из рис. 8,а, переходный процесс размыкания одной фазы трансформатора (например, при перегорании плавкой вставки предохранителя) вызывает длительно существующие перенапряжения высокой кратности (в примере 4,5 отн. ед.). Наличие однофазного з.н.з. в сети не имеет принципиального значения: феррорезонансные перенапряжения возникают и в том, и в другом случаях. В качестве эффективного мероприятия по подавлению этих перенапряжений (рис. 8,б) может служить высокомоментный резистор, включенный в нейтраль трансформатора со стороны обмотки ВН (естественно, в том случае, если схема соединения обмоток ВН звезда с выведенной нейтралью). Заметим, что при моделировании магнитной системы трансформатора здесь необходимо учитывать возможность замыкания магнитного потока НП вне магнитопровода

трансформатора, что выполнено с помощью «воздушных» стержней, включенных параллельно ферромагнитным стержням трансформатора.

Эквивалентирование подобных трехфазных схем к более простым с целью проведения упрощенных аналитических расчетов, содержащим, в частности, одну нелинейную индуктивность с последующим анализом установившегося режима, дает тем более грубое приближение к действительным процессам, чем больше степень насыщения. Но даже в этом случае какой-либо аналитический анализ переходных процессов практически исключен. Поэтому единственным достоверным способом расчетов феррорезонансных явлений в трехфазных сетях остается прямой расчет переходного процесса с помощью компьютерных программ.

Феррорезонансные явления в сетях 6–10 кВ опасны не только из-за возможности возникновения опасных перенапряжений, но часто приводят к повреждению трансформаторов из-за длительного протекания по их обмоткам токов, существенно превышающих номинальные. Обычно эта проблема актуальна для маломощных измерительных трансформаторов и трансформаторов контроля изоляции. Наиболее часто такие сверхтоки сопровождают процессы возникновения и ликвидации однофазных з.н.з. при отсутствии продольной несимметрии в сети. Так на рис. 9,а показан переходный процесс в сети, возникающий после кратковременного (длительностью в несколько миллисекунд) однофазного з.н.з. в сети. После самоликвидации з.н.з. возникает длительный переходный процесс, связанный с затуханием остаточного напряжения на нейтрали и повышенных значений индукций в стержнях,

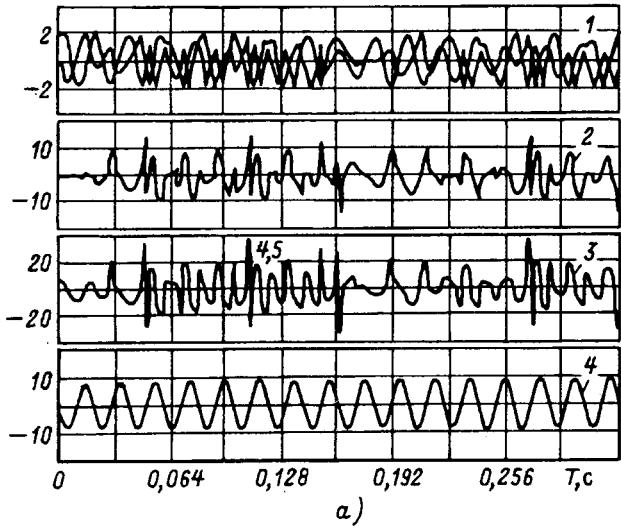
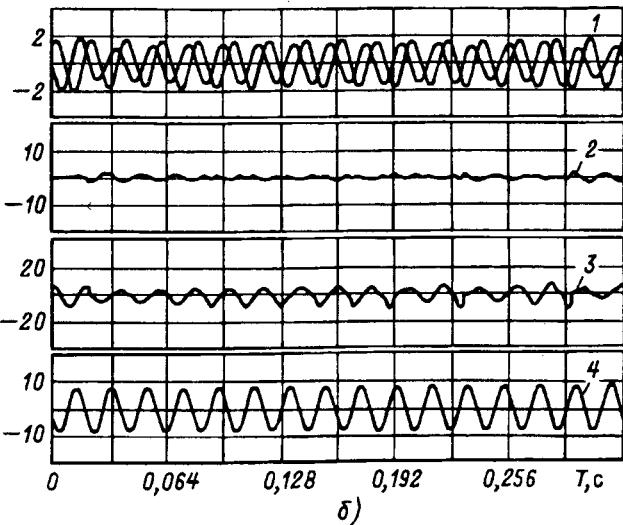


Рис. 8. Феррорезонансные перенапряжения при неполнофазном подключении ненагруженного трансформатора напряжением 10 кВ, мощностью 1000 кВ·А; $I_{x,x} = 1,6\%$; $u_K = 5,5\%$ и емкостью кабельного присоединения трансформатора – 0,1 мкФ: а – трансформатор с изолированной нейтралью; б – с нейтралью, заземленной через резистор 4000 Ом; 1 – индукция в стержнях трансформатора, Тл; 2 – напряжение на нейтрали трансформатора, кВ; 3 – напряжение на невключенной фазе трансформатора, кВ; 4 – напряжение на включенной фазе трансформатора, кВ



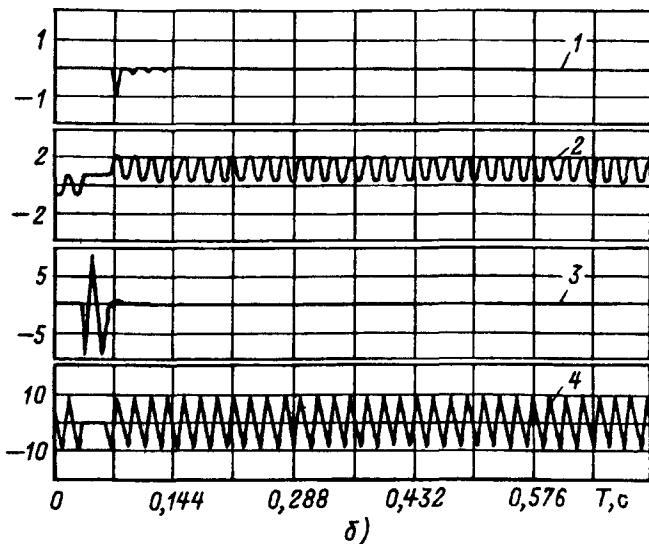
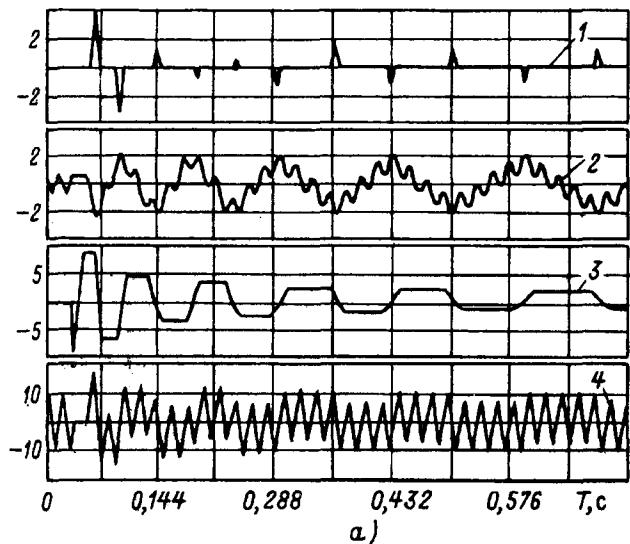


Рис. 9. Однофазное з.н.з. в сети 10 кВ при наличии измерительного ТН; емкостный ток з.н.з. в сети 5 А: а — сеть с изолированной нейтралью; б — сеть с нейтралью, заземленной через высокоомный резистор 1200 Ом: 1 — ток в обмотке ВН трансформатора, А; 2 — индукция в стержне трансформатора, Тл; 3 — напряжение на нейтрали, кВ; 4 — напряжение на поврежденной фазе, кВ

которые в свою очередь, приводят к кратковременному насыщению стали и возникновению импульсов токов (в примере >2 А), многократно превышающих номинальные токи трансформатора. При длительных з.н.з. (в режиме перемежающейся дуги) повышенные токи могут привести к термическому разрушению изоляции обмотки и повреждению трансформатора. Наиболее целесообразным способом, предотвращающим подобные процессы, является высокоомное заземление нейтрали в какой-либо одной точке сети (рис. 9, б). Высокоомный резистор, выбранный по (1), оказывается достаточным для того, чтобы с рассмотренным феррорезонансным явлением можно было бы не считаться.

Перенапряжения при коммутации электродвигателей ВН. Современные схемы неблочных электростанций имеют мощную и разветвленную сеть собственных нужд (СН). Основным элементом этой сети (рис. 10, а) являются крупные асинхронные электродвигатели D напряжением 6 кВ, питающиеся от трансформаторов СН T через отдельные кабельные присоединения K . Общее число присоединений к данной секции достаточно велико (20–30). Схема, подобная рассматриваемой, справедлива также для питания синхронных и асинхронных электродвигателей (ЭД) на ряде промышленных предприятий. В процессе выполнения технических операций производятся включения и отключения отдельных присоединений с помощью выключателей B , коммутирующих ЭД вместе с соответствующими питающими кабелями. Кроме того, возможны коммутации ЭД в процессе АВР, отключения заторможенных ЭД и др. Все эти коммутационные

операции сопровождаются перенапряжениями различной кратности и частоты. Рассмотрим кратко некоторые из них. На рис. 10, б приведена упрощенная схема замещения сети (здесь L_C — результирующая индуктивность прямой последовательности питающей сети; L_d'' — сверхпереходная индуктивность ЭД; e_{da} , e_{db} , e_{dc} — собственные ЭДС ЭД; C , C_{Σ} , C_m , $C_{m\Sigma}$ — емкости на землю и между фазами коммутирующего присоединения (C , C_m) и всех остальных кабелей данной секции (C_{Σ} , $C_{m\Sigma}$)).

Характерные переходные процессы, сопровождающие коммутации ЭД и рассчитанные с помощью программы NRST по схеме рис. 10, б, показаны на рис. 11–13. На рис. 11, а показан процесс включения заторможенного ЭД, когда первая фаза a включается в минимум напряжения сети, а вторая (фаза c) — в минимум напряжения свободных колебаний, при этом максимальные перенапряжения имеют значение порядка двухкратных. Существенно более опасными являются перенапряжения, возникающие при включении ЭД в процессе АВР (рис. 11, б), когда момент замыкания контактов первой включаемой фазы выключателя отвечает максимуму напряжения на контактах. В свою очередь, эта разность

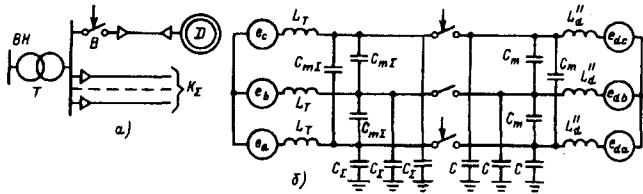
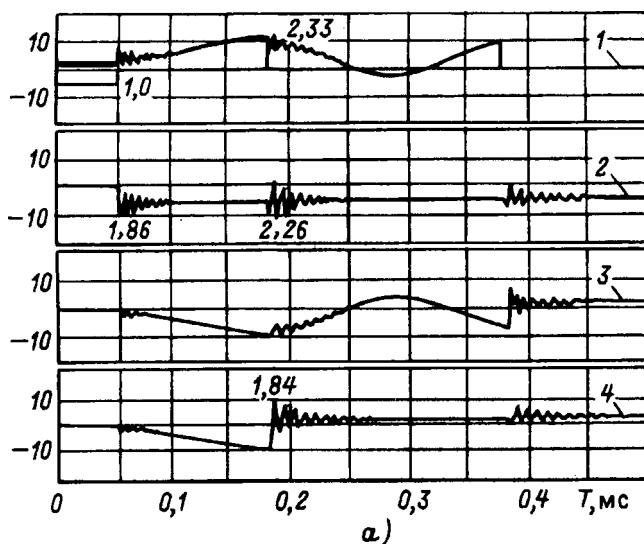
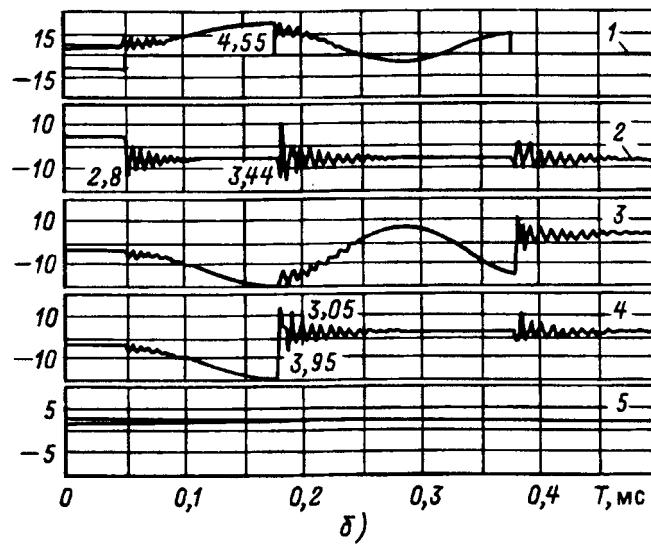


Рис. 10. Принципиальная схема сети (а) и ее схема замещения (б)



a)



б)

Рис. 11. Кривые токов и напряжений при пуске (а) и самозапуске (б) ЭД мощностью 630 кВт и напряжением 6 кВ: 1 — напряжение на контактах выключателя, кВ; 2 — напряжение на электродвигателе, фаза С, кВ; 3 — напряжение на электродвигателе, фаза В, кВ; 4 — то же, фаза А, кВ; 5 — напряжение на шинах питания, кВ

имеет наибольшее значение в том случае, если в момент включения ЭДС сети и внутренняя ЭДС ЭД находятся в противофазе. Включение первой фазы *a* в момент максимальной разности напряжений на контактах вызывает максимальные перенапряжения на высокой частоте около 140 кГц кратностью примерно 2,8. На двух невключенных фазах имеют место относительно низкочастотные свободные колебания частотой около 3 кГц, при этом напряжения на фазах *b* и *c* достигают значения 3,95. Включения второй (*c*) и третьей фаз вызывают высокочастотные импульсы перенапряжений другой полярности (максимум равен 3,05 на фазе *c*) и крутые срезы напряжений (с фронтом порядка 1 мкс), максимальный из которых равен разности указанных значений: $3,95 + 3,05 = 7,0$. Эти срезы напряжения воздействуют на витковую изоляцию первых катушек ЭД. Заметим, что регулирование разброса в моментах замыкания отдельных фаз для снижения перенапряжений должно устанавливать эти различия хотя бы не более четверти периода свободных колебаний, т.е. 0,05—0,08 мс, что практически нереально.

Другой коммутацией ЭД, приводящей к опасным перенапряжениям, является отключение вышедшего из синхронизма ЭД. Пример такого процесса приведен на рис. 12. Наиболее опасным является момент отключения первой фазы, совпадающий с противофазным положением ЭДС сети и внутренней ЭДС ЭД. Максимальная кратность перенапряжений имеет место при отключении первой фазы и в примере на рис. 12 составляет 4,47, отключение других фаз дает меньшие перенапряжения (на рис. 12 наибольшая кратность 2,43). В отличие от коммутации включения основная частота, на которой имеют место

перенапряжения, здесь ниже, в примере она составляет примерно 4,9 кГц.

Электрическая прочность изоляции ЭД является предметом многолетних обсуждений различных заинтересованных организаций. Если считать, что отечественная электропромышленность будет следовать последним нормам МЭК IEC 34-15 1995-01, то импульсная прочность корпусной и витковой новой изоляции, например, для ЭД 6 кВ, будет гарантирована на уровне 5,9 отн. ед. (на импульсе $1,2 \times 50$ мкс) при однominутном испытательном напряжении промышленной частоты 13 кВ (действ.).

В процессе эксплуатации в отечественной практике приняты периодические испытания однominутным напряжением промышленной частоты 10 кВ (действ.). Об изменении уровня импульсной прочности изоляции в процессе эксплуатации директивных документов не имеется. Поэтому многие полагают, что импульсную

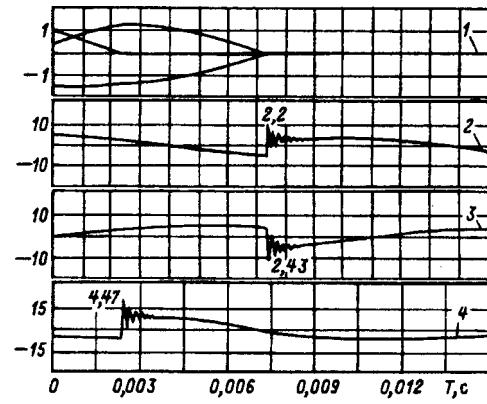


Рис. 12. Процессы при отключении ЭД 6 кВ мощностью 630 кВт в режиме асинхронного хода: 1 — ток в выключателе, кА; 2 — напряжение на электродвигателе, фаза А, кВ; 3 — то же, фаза В, кВ; 4 — то же, фаза С, кВ

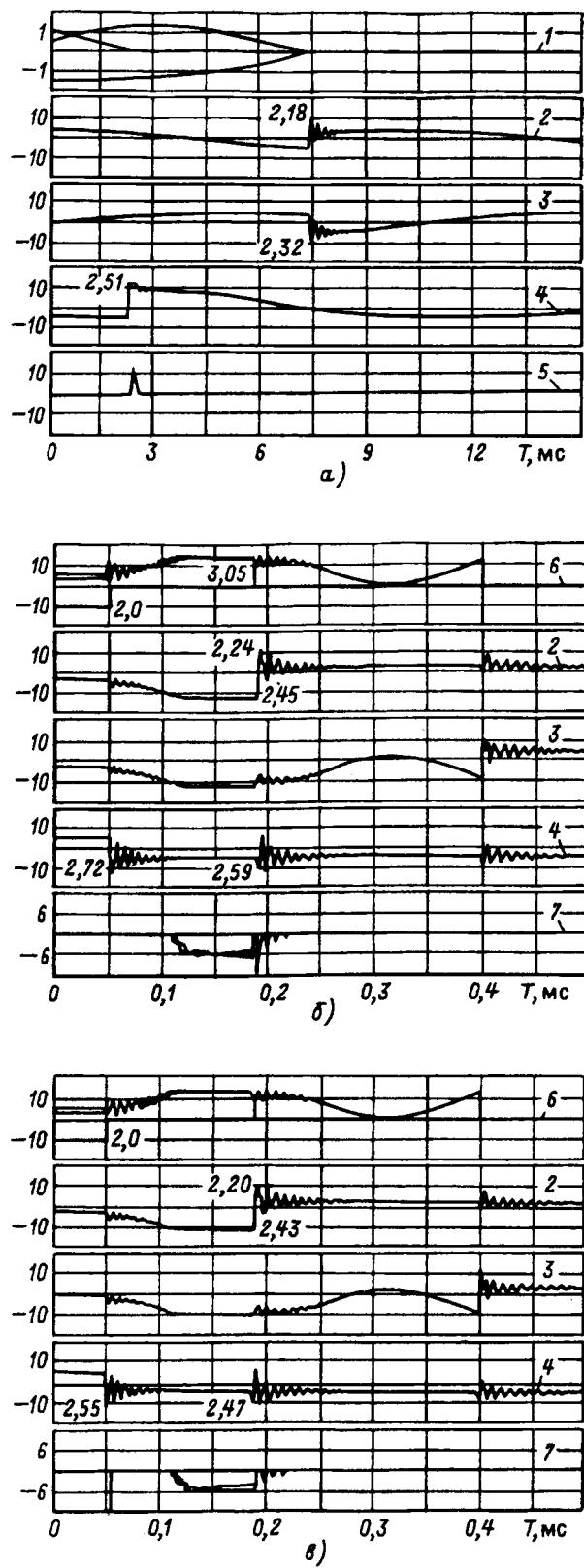


Рис. 13. Ограничение перенапряжений у зажимов ЭД 6 кВ мощностью 630 кВт с помощью ОПН [$U_{ост}=14,6$ кВ (2,84 отн. ед.); $I_{ост}=0,3$ кА]: а — при отключении ЭД в режиме асинхронного хода с ОПН в ячейке выключателя; б — при самозапуске ЭД с ОПН в ячейке выключателя; в — при самозапуске ЭД с ОПН у зажимов ЭД; 1 — токи в выключателе, кА; 2 — напряжение на электродвигателе, фаза А, кВ; 3 — то же, фаза В, кВ; 4 — то же, фаза С, кВ; 5 — ток ОПН фазы С, А; 6 — напряжение на контактах выключателя, кВ; 7 — токи ОПН, А

прочность корпусной изоляции электрической машины в процессе эксплуатации следует оценивать по этому испытательному напряжению, т.е. $10\sqrt{2}/6\sqrt{2}/\sqrt{3}=2,9$ отн. ед. Если считать, что в таком же соотношении снижается прочность витковой изоляции, то ее значение составляет $5,9 \cdot 10/13=4,5$ отн. ед. Как видно из приведенных рис. 11, б и 12, подобные коммутации опасны как для корпусной изоляции ($3,95 > 2,9$ рис. 11, б; $4,47 > 2,9$ рис. 12), так и для витковой ($3,05 + 3,95 = 7 > 5,9 > 4,5$).

Ограничение коммутационных перенапряжений при включениях и отключениях ЭД практически можно осуществить только с помощью ОПН. Расчеты показывают, что основные электрические нагрузки на варисторы ОПН имеют место при длительных дуговых з.н.з. (если не предусмотрено или резистивное заземление нейтрали, или автоматическое отключение однофазных повреждений РЗ). Работа ОПН при ограничениях перенапряжений, возникающих при коммутациях электродвигателей, напротив, сопровождается в большинстве случаев однократными импульсами тока длительностью от единиц до нескольких сотен мкс и значением в десятки ампер, что легко поглощается варисторами ОПН. Эффект ограничения перенапряжений с помощью ОПН, установленных в ячейке выключателя, иллюстрирован на рис. 13, а, б, где дополнительно показаны форма и значения токов в ОПН. Рис. 13, в показывает несколько больший эффект ограничения высокочастотных составляющих перенапряжений (только при коммутации включения) в случае установки ОПН непосредственно у зажимов ЭД, однако практическая реализация требует установки для ОПН специального защитного кожуха, что создает некоторые эксплуатационные неудобства и поэтому часто не выполняется. Очевидно, что установка ОПН на сборных шинах вообще не приведет к участию ОПН в ограничении перенапряжений при любых коммутациях ЭД (см., например, на рис. 11, б форму напряжения на шинах питания, где в напряжении полностью отсутствуют какие-либо составляющие переходного процесса).

Таким образом, как видно из рис. 13, а, б, если считать, что импульсная прочность корпусной изоляции оценивается значением 2,8—2,9, а витковой около 4,5, то установка ОПН с остаточным напряжением 2,6—2,8 достаточно хорошо координирует воздействующие перенапряжения с электрической прочностью изоляции.

Установка ОПН — практически единственное универсальное средство для подавления перенапряжений при коммутациях ЭД. Резистивное заземление нейтрали (как высокоомное, так и низкоомное) и тем более заземление нейтрали через

дугогасящий реактор практически не оказывают влияния на эти коммутационные перенапряжения. Однако высокоомное и в особенности низкоомное резистивное заземление нейтрали позволяют снизить остающееся напряжение на ОПН и тем самым обеспечить более глубокую защиту изоляции ЭД.

Основные характеристики различных способов заземления нейтрали. На основании проведенного анализа внутренних перенапряжений, значений тока однофазного з.н.з. и общих принципов построения РЗ сформулируем основные достоинства и недостатки сетей с изолированной и резистивно заземленной нейтралью.

Системы с незаземленными нейтралями. Как показывают результаты обширных научных исследований и богатый зарубежный опыт, системы с незаземленными нейтралями не следует рекомендовать для всех электроустановок с напряжением 6–10 кВ. Основная причина таких рекомендаций в высокой вероятности аварий при многократных повторных зажиганиях электрических дуг вследствие однофазных з.н.з. в сети или из-за прерывания аварий, связанных с этими повреждениями.

Длительное устойчивое з.н.з. в сети с незаземленной нейтралью повышает фазные напряжения в $\sqrt{3}$ раз. Изоляция фаза–земля способна выдерживать полное линейное напряжение, однако продолжительное воздействие повышенного напряжения может привести к аварии в ослабленном месте или деградации изоляции.

Надежность таких систем электроснабжения весьма низкая (и тем ниже, чем больше ток з.н.з.), так как для нахождения повреждения ее часть, а иногда и вся система должны быть выведены из эксплуатации. Если повреждение на землю быстро не находится и не устраняется, то увеличивается вероятность появления вторых з.н.з. в другой части системы. Большой аварийный ток вследствие двойного з.н.з. обычно приводит к большим повреждениям оборудования.

Время неавтоматического обнаружения повреждения весьма велико, и обслуживание систем должно осуществляться высококвалифицированным персоналом. Стоимость систем автоматического обнаружения повреждений очень высока.

С быстрым ростом размеров системы питания (и при повышении номинального напряжения) нецелесообразность применения систем с изолированной нейтралью становится еще более очевидной, так как самогашение заземляющих дуг становится невозможным, даже наоборот, становится более вероятностными многофазные замыкания. Длительная работа сети в условиях повышенных токов и перенапряжений становится

опасной, и система перестает выполнять свою основную функцию: обеспечение повышенной надежности питания потребителя при длительном существовании однофазного повреждения.

Системы с изолированной нейтралью могут стать конкурентоспособными с системами резистивного заземления нейтрали только если будет предусмотрена высокочувствительная и селективная РЗ от з.н.з. и быстрая его ликвидация.

Системы с высокоомным резистивным заземлением нейтрали. Система с высокоомным заземлением нейтрали обычно использует резистор, создающий по условию эффективного ограничения дуговых перенапряжений активный ток (I_a), равный емкостному (I_c) порядка 1–10 А. В сетях с воздушными линиями (ВЛ) при малом собственном емкостном токе ток резистора может быть увеличен ($I_a > I_c$) по условию селективной работы токовых РЗ от з.н.з. В любом случае суммарный ток в месте повреждения остается небольшим, и он может быть терпим в течение некоторого времени, необходимого для устранения повреждения.

Эта система имеет следующие преимущества: сохраняет основное и единственное преимущество сети с изолированной нейтралью (при малом токе з.н.з.): она позволяет не отключать мгновенно первое (по месту возникновения) з.н.з., и тогда, если не будет второго з.н.з., поврежденная цепь может оставаться в работе до устранения первого;

обеспечивает снижение амплитуды, длительности и частоты воздействий дуговых (примерно до уровней $2,5U_\Phi$) и феррорезонансных перенапряжений на изоляцию оборудования сети;

создает ток в месте повреждения, удовлетворяющий по чувствительности требованиям РЗ.

Высокоомное резистивное заземление нейтрали целесообразно применять в следующих случаях (в других случаях следует применять низкоомное резистивное заземление нейтрали):

когда важно предотвратить немедленное автоматическое отключение первого з.н.з. в системе электроснабжения, где непрерывность процесса исключительно важна;

предотвращение немедленного отключения позволяет избежать серьезных финансовых потерь, повреждения оборудования, опасности для оборудования и персонала;

когда существующая система с изолированной нейтралью эксплуатировалась без селективных РЗ от з.н.з.;

когда ограничение тока в месте повреждения, а также снижение кратности и частоты перенапряжений желательны;

когда при действии РЗ на отключение обеспечивается сниженный риск поражения элект-

рическим током людей и животных.

Релейные защиты в таких сетях действуют на сигнал с определением поврежденного присоединения. Защиты некоторых присоединений могут действовать и на отключение, если по условиям технологического процесса это оказывается допустимым. При этом значение тока (5–10 А) оказывается вполне достаточным для выполнения селективных (ненаправленных токовых) РЗ. Поиск поврежденного присоединения путем поочередной коммутации каждого присоединения, разрешенный правилами технической эксплуатации, должен быть исключен, так как это создает опасность для оперативного персонала и повышает уровень перенапряжений в сети.

Возможные схемы включения заземляющих резисторов показаны на рис. 14.

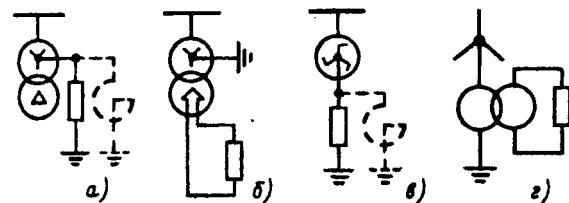


Рис. 14. Схемы включения резисторов в нейтраль сети 6–10 кВ: а — высоковольтный резистор в нейтрали трансформатора со схемой соединения обмоток звезда–треугольник; б — низковольтный резистор в разомкнутом треугольнике трансформатора при пятистержневой конструкции его магнитной системы; в — высоковольтный резистор в нейтрали заземляющего трансформатора со схемой соединения обмоток «зигзаг»; г — низковольтный высокомоментный резистор во вторичной обмотке однофазного понижающего трансформатора, включенного в нейтраль генератора

Системы с низкоомным заземлением нейтрали. Система с низкоомным заземлением нейтрали использует резистор, который ограничивает ток в месте повреждения относительно невысоким значением (по сравнению с токами многофазных КЗ) 10–100 А. Как правило, значение этого тока диктуется требованиями РЗ; с точки же зрения ограничения перенапряжений ток должен быть порядка 1–10 А.

Система имеет следующие позитивные стороны:

обеспечивает более долгую ожидаемую жизнь изоляции для ЭД, трансформаторов и другого оборудования сети за счет снижения амплитуды, длительности и частоты воздействия перенапряжений;

обеспечивает улучшение защитных свойств РЗ путем быстрого и селективного отключения з.н.з. при относительно низких значениях токов в месте повреждения;

резистивное заземление нейтрали обеспечивает защиту от повреждения стали вращающихся электрических машин, предотвращая длительное

горение дуги между обмоткой и корпусом; обеспечивает сниженный риск поражения электрическим током людей и животных.

Приложение. Выбор оборудования для резистивного заземления нейтрали. Низкоомное резистивное заземление нейтрали. Выбранное активное сопротивление, с одной стороны, должно ограничить значение тока, который даст минимум повреждения в точке повреждения — значение тока должно быть таким, чтобы обеспечить удовлетворительную работу РЗ. Минимум тока, создаваемого резистором, составляет 10–100 А.

Расчет тока в заземляющем резисторе. В большинстве случаев использования такой системы заземления нейтрали при однофазном з.н.з. в сети напряжение, появляющееся на резисторе, близко к нормальному фазному напряжению сети. Ток через резистор практически равен току в месте повреждения. Таким образом, этот ток определяется фазным напряжением, деленным на сопротивление резистора.

Указанный способ определения тока через резистор справедлив для замыканий на линиях, шинах, на зажимах машин и трансформаторов. Однако, если однофазное з.н.з. имеет место внутри обмоток вращающихся машин или трансформаторов, ток через резистор будет меньше.

Снижение тока происходит в основном из-за снижения внутренней ЭДС аппаратов. Ток, в случае соединения обмоток звездой эта внутренняя ЭДС имеет полное значение на зажимах и нуль — на нейтрали. Если замыкание имеет место на нейтрали любого аппарата, то на заземляющем резисторе напряжение не появляется и ток через резистор равен нулю. В промежуточных точках обмотки между нейтралью и вводами ток повреждения будет иметь промежуточное значение между нулем и током при повреждении на вводах аппарата. Так, при з.н.з. в точке обмотки, отстоящей от нейтрали по длине обмотки на 10% ее витков, ток замыкания будет примерно равен 10% того значения, которое он имеет при замыканиях на вводах машины.

В случае соединения обмоток машины в треугольник внутренняя ЭДС по отношению к нейтрали может быть от 100 до 50%. Поэтому ток в резисторе при повреждении в любой точке обмотки меняется от 50%-го значения (по з.н.з. в средней точке обмотки) до 100%-го при з.н.з. обмотки в ее концах.

Расчет номинальных параметров оборудования. Заземляющие резисторы и трансформаторы рассчитываются на кратковременное протекание тока. Временной интервал, приемлемый для таких систем электроснабжения с РЗ, обеспечивающей также защиту самого заземляющего оборудования

ния, составляет единицы—десятки секунд.

Номинальное напряжение заземляющего резистора равно номинальному фазному напряжению сети. Номинальное напряжение заземляющего трансформатора равно номинальному линейному напряжению сети.

Кратковременная расчетная мощность такого трансформатора равна его номинальному напряжению, умноженному на расчетный ток в нейтрали. Такие трансформаторы обычно проектируются на протекание расчетного тока только на ограниченное время.

Высокоомное заземление нейтрали. Выбранное активное сопротивление должно обеспечить защиту оборудования сети от дуговых и феррорезонансных перенапряжений, создавая активный ток I_a не меньше емкостного $I_a \geq I_c$ (для сетей с дугогасящим реактором $I_a \geq \Delta I_3$, где ΔI_3 — ток расстройки компенсации). Значение активного тока I_a резисторов может оказаться достаточным, чтобы обеспечить чувствительность и селективность работы РЗ. В противном случае ток I_a может быть увеличен до значения, при котором результирующий ток з.н.з. остается не больше чем 5—10 А. В случае превышения этого значения требуется немедленное автоматическое отключение, и тогда заземление нейтрали следует считать низкоомным.

Расчет номинальных параметров оборудования. Заземляющие резистор и трансформатор выбираются исходя из режима длительного (2—6 ч) устойчивого однофазного з.н.з. в сети.

Номинальное напряжение заземляющего резистора в нейтрали заземляющего трансформатора равно номинальному фазному напряжению сети. Номинальное напряжение заземляющего трансформатора равно номинальному линейному напряжению сети.

Заземляющий резистор выбирается по току, который имеет место при длительном (2—6 ч) приложении номинального напряжения.

Выбор сопротивления и мощности резисторов при высокоомном заземлении нейтрали. Оптимальное значение резистора R_N , через который заземляется нейтраль сети, определяется формулой (1).

Высокоомное заземление нейтрали можно выполнить как с помощью высоковольтного резистора R_N в нейтрали специального заземляющего трансформатора (рис. 14,а), так и с помощью низковольтного резистора R_Δ — в разомкнутом треугольнике (рис. 14,б) при пятистержневой конструкции заземляющего трансформатора.

Ток з.н.з. I_3 определяется суммарной емкостью сети на землю C , параметрами трансформатора R_t , X_t и резистора в нейтрали R_N (или в тре-

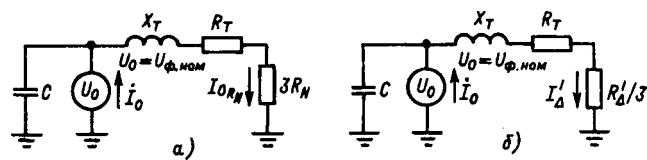


Рис. 15. Схемы замещения нулевой последовательности с учетом емкости сети на землю и параметров заземляющего трансформатора для схемы по рис. 14,а (а) и по рис. 14,б (б)

угольнике R_Δ) и находится с помощью соответственной схемы замещения сети и трансформатора по рис. 15. При однофазном з.н.з. ток в месте повреждения I_3 равен утроенному току НП последовательности I_0 . Таким образом, для схемы рис. 15,а имеем

$$I_3 = 3I_0 = 3 \left\{ U_{\phi, \text{ном}} \left(j\omega C + \frac{1}{3R_N + R_t + jX_t} \right) \right\} A, \quad (\text{П-1})$$

где $U_0 = U_{\phi, \text{ном}}$.

Для схемы рис. 15,б вместо слагаемого $3R_N$ в (П-1) следует подставить активное сопротивление $R_\Delta/3$. В показанных схемах замещения параметры R_t , X_t приведены к обмотке, соединенной в звезду, R_Δ — активное сопротивление, приведенное к той же обмотке с помощью коэффициента приведения $K/\sqrt{3}$:

$$R_\Delta' = R_\Delta (K/\sqrt{3})^2 \text{ Ом,}$$

где K — коэффициент трансформации, равный отношению линейных напряжений сторон трансформатора: $K = U_{\Delta, \text{ном}}/U_{\phi, \text{ном}}$.

Заметим, что сопротивления резисторов R_N или R_Δ могут быть выбраны меньше тех значений, которые следуют из (1). При этом эффект ограничения перенапряжений остается не меньшим, чем это было при оптимальном сопротивлении резистора, однако появляется возможность целенаправленного регулирования значения тока з.н.з. Это может быть, например, необходимо при малом собственном емкостном токе з.н.з., когда требуется надежная и селективная работа РЗ от з.н.з. В другом случае, наоборот, при росте тока замыкания, например, за счет подключения дополнительной нагрузки, для активного тока при однофазном КЗ может быть за счет резистора автоматически уменьшена. Естественно, технически особенно удобно это выполнить в схеме низковольтных резисторов R_Δ (рис. 14,б).

Рассмотрим некоторые примеры выбора резисторов.

Пример 1. Выбрать оптимальное сопротивление резистора и максимальную рассеиваемую

в нем мощность для сети 10 кВ с емкостью $C=0,18 \text{ мкФ}$ при включении его в нейтраль заземляющего трансформатора 10/0,4 мощностью 6,3 кВ·А.

Согласно (1)

$$R_N = \frac{1}{900C} = \frac{1}{900 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6}} = 6170 \text{ Ом.}$$

Резистор с таким сопротивлением создает в месте повреждения ток, примерно равный емкостному, увеличивая таким образом суммарный ток замыкания примерно в $\sqrt{2}$ раз. Действительно, ток з.н.з. при изолированной нейтрали равен (П-1):

$$I_3 = 3U_{\Phi, \text{ном}} \omega C = 3 \frac{10 \cdot 10^3}{\sqrt{3}} 314 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6} \approx 1,0 \text{ А.}$$

При включении резистора R_N ток замыкания равен

$$I_3 = \frac{10 \cdot 10^3}{\sqrt{3}} \sqrt{(3 \cdot 314 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6})^2 + \left(\frac{1}{6170}\right)^2} \approx 1,4 \text{ А.}$$

Мощность, выделяемая в резисторе при длительном «глухом» однофазном з.н.з., равна:

$$P_{R_N} = (3I_{0R_N})^2 R_N = \left(3 \frac{U_{\Phi, \text{ном}}}{3R_N}\right)^2 R_N \approx \\ \approx \left(\frac{10 \cdot 10^3}{\sqrt{3}}\right)^2 \frac{1}{6170} \approx 5,4 \text{ кВт,}$$

где I_{0R_N} — ток НП, протекающий в фазе трансформатора, а ток в нейтрали (в резисторе) равен устроенному току НП.

Приведенные расчеты сделаны без учета сопротивлений заземляющего трансформатора, так как это дает незначительную поправку. Так, в данном случае параметры трансформатора 6/0,4 $S_t = 6,3 \text{ кВ·А}$ имеют следующие числовые значения: $R_t = 37 \text{ Ом}$, $X_t = 71 \text{ Ом}$ и их учет при последовательном соединении в первом приближении можно не проводить. Заметим также, что мощность заземляющего трансформатора при данном сопротивлении резистора (при $I_{\Phi} = I_{\Delta}' = 1/3 \approx 0,33 \text{ А}$) не может быть меньше:

$$S_t \geq 3U_{\Phi, \text{ном}} I_{\Phi} = \frac{3 \cdot 10 \cdot 10^3}{\sqrt{3}} 0,33 \approx 5,7 \text{ кВ·А.}$$

Пример 2. Определим сопротивление и мощность резистора R_{Δ} , включаемого в разомкнутый треугольник заземляющего трансформатора.

Для того чтобы создать в месте повреждения активную составляющую тока, примерно равную емкостному току з.н.з. при изолированной нейтрали согласно схеме замещения рис. 15,б, активное сопротивление $R_{\Delta}'/3$ должно быть равно $3R_N$, т.е.

$$R_{\Delta}'/3 = 3R_N = 3 \cdot 6170 \text{ Ом.}$$

Истинное (неприведенное) значение этого сопротивления

$$R_{\Delta} = \frac{R_{\Delta}'}{(K/\sqrt{3})^2} = \frac{9 \cdot 6170}{\left(\frac{10}{\sqrt{3} \cdot 0,4}\right)^2} \approx 266 \text{ Ом.}$$

Ток в резисторе

$$I_{\Delta} = I_{\Delta}' \frac{10}{\sqrt{3} \cdot 0,4} \approx \frac{U_{\Phi, \text{ном}}}{R_{\Delta}'/3} \frac{10}{\sqrt{3} \cdot 0,4} = \\ = \frac{10 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 3 \cdot 6170} \frac{10}{\sqrt{3} \cdot 0,4} \approx 4,5 \text{ А.}$$

Мощность, выделяемая в резисторе,

$$P_{R_{\Delta}} = I_{\Delta}^2 R_{\Delta} = 4,5^2 \cdot 266 = 5,4 \text{ кВт,}$$

т.е. в точности равна мощности, выделяющейся в резисторе R_N .

Пример 3. Выбрать резистор R_{Δ} , обеспечивающий ток з.н.з. $I_3 = 5 \text{ А}$ (при емкостном токе, равном 1 А), обеспечивающий работу РЗ при однофазном КЗ. Используя (П-1) при заданном значении I_3

$$I_3 = 5 \text{ А} = \frac{10 \cdot 10^3}{\sqrt{3}} \left(3j \cdot 314 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6} + \frac{3}{R_{\Delta}'/3}\right) \text{ А,}$$

получим $R_{\Delta}'/3 \approx 3500 \text{ Ом}$ или

$$R_{\Delta} = \frac{3 \cdot 3500}{\left(\frac{10}{\sqrt{3} \cdot 0,4}\right)^2} \approx 50,3 \text{ Ом.}$$

Заметим, что здесь в первом приближении можно было бы пренебречь емкостной составляющей тока з.н.з. При данной мощности заземляющего трансформатора можно пренебречь здесь и его параметрами R_t , X_t .

Выводы. 1. Самогашение дуги при однофазных повреждениях в сетях 6–10 кВ или отсутствие перехода однофазного замыкания в многофазное в кабельных сетях можно ожидать только при относительно малом токе в месте повреждения, действующее значение которого не превышает 5–10 А (действующее значение включает в себя составляющие промышленной частоты и высших гармоник).

2. Нейтраль сети с малым током з.н.з. $I_3 < 10 \text{ А}$ должна быть заземлена через высокоомный резистор, выбранный по условию (1), для снижения кратностей дуговых перенапряжений и опасных срезов напряжения, для уменьшения числа повторных з.н.з. в сети и для снижения риска многоместных повреждений.

3. Самогашение дуги в месте однофазного повреждения или отсутствие перехода однофаз-

ного з.н.з. в многофазное в сети с нейтралью, заземленной через дугогасящий реактор, можно ожидать при относительно малом остаточном токе в месте повреждения, действующее значение которого не превышает 5–10 А.

4. Обеспечить необходимые малые остаточные токи в месте повреждения, как правило, возможно только с помощью автоматических, непрерывно и плавно регулируемых ДГР, обеспечивающих компенсацию тока, близкую к резонансной. При этом должно гарантироваться, что максимальное действующее значение остаточного тока не превышает 3–5 А.

5. Высокоомный резистор, шунтирующий ДГР, позволяет избежать многократных повторных зажиганий дуги при пробивных напряжениях выше фазного, снижает кратность дуговых перенапряжений и опасных срезов напряжения, уменьшает опасность резонансных явлений.

6. Высокоомные резисторы, выбранные по условиям (1) или (2), как правило, достаточно эффективно подавляют феррорезонансные перенапряжения, способствуют ликвидации многократных сверхтоков в обмотках измерительных трансформаторов и трансформаторов контроля изоляции, исключая тем самым их термическое повреждение.

7. Нейтрали генераторов электростанций, работающих по блочной схеме, должны иметь высокоомное резистивное заземление нейтрали.

8. Высокоомные резисторы, обеспечивая должную защиту от перенапряжений, не ухудшают условий гашения дуги, и активный ток, создаваемый ими, как правило, оказывается достаточноенным для селективной работы простой токовой РЗ, которая может действовать как на сигнал, так и на отключение в зависимости от условий обеспечения надежности и безопасности электроснабжения.

9. Низкоомное резистивное заземление нейтрали призвано создать ток при однофазном з.н.з. десятки и сотни ампер и, естественно, сочетается с устройством РЗ, действующей только на отключение. Такое заземление не имеет особых преимуществ с точки зрения ограничения перенапряжений по сравнению со случаем высокоомного резистора, выбранного по формуле (1).

10. Если существующая (проектируемая) схема электроснабжения потребителей достаточно надежна (несколько центров питания, наличие устройств АВР и т.д.), то всегда следует отдавать предпочтение немедленному автоматическому отключению однофазных з.н.з. Значение тока в месте з.н.з. должно обеспечивать селективность и чувствительность работы РЗ. Это значение тока целесообразно создавать с помощью резистора в нейтрали сети. Сопротивление резистора, кроме

того, должно быть достаточным для эффективного ограничения дуговых и феррорезонансных перенапряжений.

11. Для защиты от коммутационных перенапряжений необходимо устанавливать как на сборных шинах, так и на коммутируемых присоединениях к трансформаторам и ЭД нелинейный ограничитель перенапряжений в непосредственной близости к трансформатору и ЭД. Установку ОПН целесообразно сочетать с высокоомным (или низкоомным) резистивным заземлением нейтрали, что существенно снижает уровень рассеиваемой энергии в рабочем сопротивлении ОПН при дуговых и феррорезонансных перенапряжениях и обеспечивает комплексную и надежную защиту оборудования сети от перенапряжений всех основных видов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила устройства электроустановок. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей. Изд. 15-е, 1996.
3. IEEE Recommended Practice for Grounding of Industrial and Commercial Power Systems (IEE std 142—1991), Published by the IEEE inc — NJ, 1992.
4. Gary N. Wang, William M. Moffart, Laslie J. Vegh, Frank J. Veicht. High-resistance grounding and selective ground fault protection for a major industrial facility. — IEEE Trans. on IA, 1984, vol. IA—20, № 4.
5. Васюра Ю.Ф., Гамилко В.А., Евдокуин Г.А., Утегулов Н.И. Защита от перенапряжений в сетях 6–10 кВ. — Электротехника, 1994, № 5/6.
6. Евдокуин Г.А., Коршунов Е.В., Сеппинг В.А., Ярвик Я.Я. Методы расчета на ЭВМ электромагнитных переходных процессов в ферромагнитных устройствах с произвольной структурой магнитной и электрической цепей. — Электротехника, 1991, № 2.
7. Бики М.А., Бродовой Е.Н., Брянцев А.М. и др. Электромагнитные процессы в мощных управляемых реакторах. — Электричество, 1994, № 6.

[19.08.98]

Авторы: Евдокуин Георгий Анатольевич окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ) в 1968 г. В 1989 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию по теме «Электромагнитные переходные процессы в линиях повышенной натуральной мощности». Профессор кафедры «Электроэнергетические системы и сети» Санкт-Петербургского государственного технического университета (СПбГУ)

Гудилин Сергей Владимирович окончил электромеханический факультет СПбГУ в 1996 г. Инженер Научно-исследовательского института постоянного тока.

Корепанов Александр Александрович окончил электротехнический факультет Вятского государственного технического университета в 1994 г. Инженер кафедры «Электроэнергетические системы и сети» СПбГУ.

Математическое моделирование локальных дефектов изоляции силовых кабелей 6–10 кВ

ЛЕБЕДЕВ Г.М., БАХТИН Н.А., БРАГИНСКИЙ В.И.

Предложен новый метод определения локальных дефектов и степени их развития в изоляции силовых кабельных линий 6–10 кВ. Метод предусматривает зондирование кабельных линий гармоническими колебаниями разной частоты и основан на теории длинных линий.

Ключевые слова: кабельная линия, локальные дефекты, зондирование, теория длинных линий

Одной из главных причин отказов кабельных линий является повреждение изоляции вследствие возникновения и роста в ней локальных дефектов, возникающих при изготовлении, монтаже и эксплуатации кабелей. В кабелях с бумажной изоляцией и вязкой пропиткой возможно появление локальных дефектов в виде газовых включений как в процессе производства, так и эксплуатационных условиях. Наличие газовых включений приводит к появлению частичных разрядов, которые, в свою очередь, ведут к росту локальных дефектов. В кабелях с полиэтиленовой изоляцией под действием частичных разрядов образуются локальные дефекты, представленные ветвистыми побегами — дендритами [1]. Существующие методы контроля изоляции выявляют, в основном, распределенные дефекты, поэтому определение локальных дефектов в кабельной изоляции является весьма актуальной задачей.

Локальный дефект кабельной изоляции может быть представлен конденсатором с емкостью C_D , меньшей емкости неповрежденной изоляции C (рис. 1).

Известны методы измерения входного сопротивления длинной линии на высоких частотах [2, 3]. В данной статье предлагается методика определения технического состояния изоляции кабельных линий, базирующаяся на анализе зависимости входного сопротивления от частоты.

Теоретические положения. Рассмотрим кабель длиной l , который представим длинной линией, имеющей один локальный дефект изоляции в

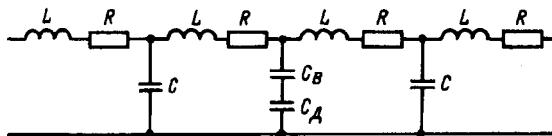


Рис. 1. Схема замещения изоляции кабеля при наличии в ней локального дефекта в виде газового включения; C_D — емкость диэлектрика, расположенного последовательно с включением; C_B — емкость включения; C — емкость неповрежденной изоляции

A new method is proposed for determining local defects and the degree of their development in the insulation of 6–10 kV power cable lines. The method is based on the theory of long lines and involves sounding of cable lines with harmonic oscillations of varying frequency.

Key words: cable line, local defects, sounding, theory of long lines

виде емкости $C_D = \frac{C_B C_D}{C_B + C_D}$.

Если на вход длинной линии (см. рис. 2, а), закороченной на конце, подать напряжение высокой частоты, то в ней установится режим стоячих волн. Эпюра распределения напряжения вдоль линии на этой частоте показана на рис. 2, б. Частоту f_0 , на которой напряжение равно нулю (узел напряжения), можно определить из условий

$$l_1 = \frac{\lambda}{2} = \frac{v}{2f}; \quad f_0 = \frac{v}{2l_1}, \quad (1)$$

где v — фазовая скорость распространения; f — частота генератора; λ — длина волны.

При увеличении частоты генератора количество узлов также увеличивается. Их координаты, отсчитываемые от конца линии, можно найти по формуле

$$X_{0n} = n \frac{v}{2f_{0n}}, \quad (2)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ — количество узлов; f_{0n} — частота, при которой напряжение равно нулю.

Частоты, на которых узлы будут накрывать дефект, находятся на расстоянии l_1 от конца линии и определяются также из условия (2)

$$f_{0n} = n \frac{v}{2l_1}. \quad (3)$$

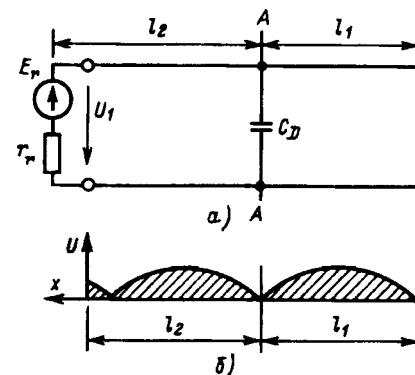


Рис. 2. Схема длинной линии, закороченной на конце

На этих частотах распределение напряжения в линии с дефектом будет таким же, как и в линии без дефекта. На других частотах дефект будет изменять картину распределения и нарушать режим стоячих волн. Наибольшее влияние дефекта на распределение напряжения в линии будет на частотах, соответствующих пучности напряжения. Самая низкая частота f_h , на которой возникает это влияние, может быть найдена из условия

$$l_1 = \frac{\lambda}{4} = \frac{v}{4f}, \quad (4)$$

тогда

$$f_h = \frac{v}{4l_1}. \quad (5)$$

Более высокие частоты, на которые приходится пучность (максимум) напряжения, можно найти из выражения

$$f_{n,n} = \frac{v}{4l_1} (2n+1), \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

Поскольку распределение напряжения в линии получить экспериментальным путем довольно трудно, то о состоянии изоляции кабеля можно судить на основе анализа данных измерений входного сопротивления линии.

Если измерить на входе короткозамкнутой линии напряжение U_{bx} , ток I_{bx} и разность фаз между ними φ_z , то можно определить входное сопротивление:

$$Z_{bx} = \left| \frac{U_{bx}}{I_{bx}} \right| e^{j\varphi_z}. \quad (7)$$

Зная входное сопротивление, можно найти коэффициент отражения на входе линии:

$$\Gamma_{bx} = \frac{U_{otr}}{U_{pad}} = \frac{Z_b - Z_{bx}}{Z_{bx} + Z_b}, \quad (8)$$

где U_{otr} — напряжение отраженной волны; U_{pad} — напряжение падающей волны; Z_b — волновое сопротивление линии.

Теоретический анализ и компьютерное моделирование показали, что коэффициент отражения может быть представлен в виде произведения четырех сомножителей:

$$\Gamma_{bx} = \Gamma_D e^{-2\alpha l} e^{-2j\beta l} e^{j\varphi_D}, \quad (9)$$

где Γ_D — модуль коэффициента отражения.

Для идеальной линии, закороченной на конце, коэффициент отражения на входе линии определяется выражением

$$\Gamma_{bx} = e^{-2j\beta l}, \quad (10)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda = \omega/v$.

Величина $2\beta l$ характеризует набег фазы отраженной волны. Для идеальной линии $|U_{otr}| = |U_{pad}|$. Для линии с распределенными потерями коэффициент отражения равен [2]

$$\Gamma_{bx} = e^{-2\alpha l} e^{-2j\beta l}.$$

Первый сомножитель (11)

$$e^{-2\alpha l} = |\Gamma_{bx}| = \left| \frac{U_{otr}}{U_{pad}} \right|.$$

Из (12) найдем коэффициент затухания α :

$$\alpha = \frac{\ln |\Gamma_{bx}|}{2l}.$$

Для линии, имеющей дефект реактивного ректора, отношение U_{otr}/U_{pad} имеет такую величину, как и в выражении (12), так как активный дефект не поглощает энергии. Однорактивный дефект даст дополнительный на фазы φ_D . Величина этого дефекта зависит того, накроет ли его узел напряжения или т.е. зависимость φ_D от f должна иметь волновой характер и ее максимум достигается при выполнении условия (6).

Если дефект будет иметь диссипативную составляющую, т.е. будет поглощать часть энергии волны, то сомножитель в (9) будет удовлетворять условию

$$\Gamma_D < 1,$$

в противном случае $\Gamma_D = 1$, т.е. координаты узла напряжения будут совпадать с координатой дефекта. Таким образом, следует, что величина Γ_D имеет волновой характер, достигая экстремального значения на частотах, определяемых условием (3).

Расчетная часть. Была смоделирована на компьютере длинная линия с одним локальным дефектом диссипативного характера. Была поставлена задача определения:

местонахождения дефекта в кабеле;
характера (вида) дефекта;
величины (степени развития) дефекта.

К входу кабеля, закороченного на конце, подключим генератор высокочастотных колебаний. Измерив входной ток I_{bx} , напряжение U_{bx} и разность фаз между ними φ , найдем входное сопротивление кабеля Z_{bx} по формуле

$$Z_{bx} = \frac{U_{bx} r_g}{E_g - U_{bx}},$$

где r_g — внутреннее сопротивление генератора.

Коэффициент отражения на входе кабеля (линии) можно определить по выражению (8), которое можно представить в виде

$$\Gamma_{\text{вх}} = |\Gamma_{\text{вх}}| e^{-j\varphi}, \quad (16)$$

где $\varphi = 2\beta l$.

Для регулярной линии без потерь $|\Gamma_{\text{вх}}| = 1$. В регулярной линии с потерями

$$|\Gamma_{\text{вх}}| = e^{-2\alpha l}. \quad (17)$$

Если линия без потерь имеет реактивный дефект, то отраженная волна получит дополнительный набег фазы φ_D и тогда

$$\varphi = -2\beta l + \varphi_D, \quad (18)$$

в этом случае выражение (16) можно записать как

$$\Gamma_{\text{вх}} = e^{-2j\beta l + j\varphi_D}. \quad (19)$$

Логарифмируя (19), получаем

$$\ln \Gamma_{\text{вх}} = -2j\beta l + j\varphi_D. \quad (20)$$

Если дефект имеет активную составляющую, то $\ln |\Gamma_{\text{вх}}| < 0$. В этом случае величина $\text{Re}(\ln \Gamma_{\text{вх}})$ будет иметь периодический характер, анализируя который можно получить информацию о местоположении дефекта и величине его проводимости G_D . При этом (20) примет вид

$$\ln \Gamma_{\text{вх}} = \ln \Gamma_D - 2\alpha l - 2j\beta l + j\varphi_D. \quad (21)$$

Мнимая часть (21) $\text{Im}(\ln \Gamma_{\text{вх}})$ содержит информацию о набеге фазы, вызванном дефектом. На основе расчетов на рис. 3 построена зависимость набега фазы от частоты генератора: $f^1 = f/f_0$, где $f_0 = v/2l$ для кабеля с волновым сопротивлением $Z_{\text{вх}} = 50 \Omega$. Изменение кривой полученного графика (в области частот от 6,8 до 10) свидетельствует о наличии дефекта в изоляции кабеля. Однако определение местонахождения этого дефекта по длине кабеля вызывает затруднения.

Из (20) найдем

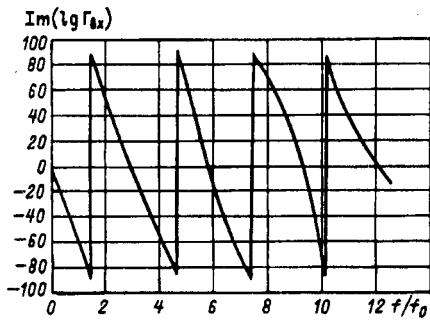


Рис. 3. Зависимость мнимой части логарифма коэффициента отражения от частоты генератора

$$\varphi_D = \text{Im}(\ln \Gamma_{\text{вх}}) + 2\beta l. \quad (22)$$

На рис. 4 (кривая 2) представлена зависимость φ_D от частоты. Из графика видно, что φ_D имеет периодический характер. Функция $\varphi_D(f)$ имеет экстремумы на тех частотах, на которых узел напряжения в линии накрывает дефект. В этом случае распределение напряжения в линии с дефектом будет подобно распределению напряжения в линии без дефекта. Первый минимум дефекта φ_D определяется из условия

$$l_1 = \frac{\lambda_1}{2} = \frac{v}{2f_1}, \quad (23)$$

второй минимум — из условия

$$l_1 = 2 \frac{\lambda_2}{2} = \frac{v}{f_2}, \quad (24)$$

тогда n -й минимум можно определить из выражения

$$l_1 = n \frac{\lambda_n}{2} = n \frac{v}{2f_n}. \quad (25)$$

Таким образом, анализируя график φ_D , можно определить l_1 , т.е. расстояние от конца линии до дефекта. Можно заметить также, что частоты f_1, f_2 соответствуют минимальному значению входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ (рис. 4, кривая 1).

Действительная часть $\text{Re}(\ln \Gamma_{\text{вх}}) = -2\alpha l + \ln \Gamma_D$ представлена кривой 3 рис. 4. Мы видим, что график имеет волновой характер. Минимумы потерь соответствуют частотам, определяемым условием (3).

Величину дефекта (C_D — емкость дефекта, G_D — проводимость дефекта) можно определить следующим образом. Проводимость участка кабельной линии от ее конца, включая дефект, можно определить как

$$Y_1 = G_D + G_1 + j\omega C_D, \quad (26)$$

где $G_1 = G_0 \text{th} y l_1$ — входная проводимость в сечении AA (рис. 5); G_0 — погонная проводимость линии; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; y — коэф-

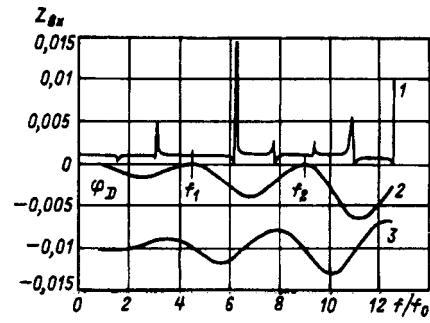


Рис. 4. Кривые изменения: 1 — входного сопротивления; 2 — набега фазы, вызванного дефектом; 3 — коэффициента затухания от частоты

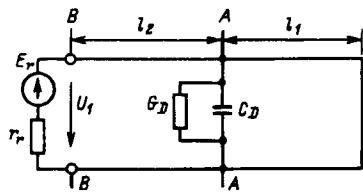


Рис. 5. Схема линии с дефектом, представленным активной проводимостью и емкостью

фициент распространения.

Входное сопротивление линии в сечении BB (рис. 5) может быть вычислено по формуле

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1 + \frac{Y_1}{G_0} \operatorname{th} \gamma l_2}{Y_1 + G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}, \quad (27)$$

где l_2 — длина участка линии от входа до дефекта.

Найдем Y_1 из (27):

$$Y_1 = \frac{1 - Z_{\text{вх}} G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}{Z_{\text{вх}} - Z_b \operatorname{th} \gamma l_2}. \quad (28)$$

Тогда величину и характер дефекта можно определить из (26) с учетом (28):

$$G_D + j\omega C_D = \frac{1 - Z_{\text{вх}} G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}{Z_{\text{вх}} - Z_b \operatorname{th} \gamma l_2} - G_0 \operatorname{th} \gamma l_1. \quad (29)$$

Таким образом, анализ зависимости входного сопротивления закороченной линии на различных частотах позволяет выявлять не только местоположение локального дефекта, но и оценить его величину и характер.

Оценка погрешности определения дефекта кабельной изоляции. Оценку погрешности математической модели определения дефекта в кабельной изоляции проведем на примере высокочастотного кабеля. Известны следующие параметры коаксиального кабеля:

волновое сопротивление $Z_b = 50$ Ом;
коэффициент затухания $\alpha = 0,04$ 1/км;
ЭДС генератора $E_r = 100$ В;

внутреннее сопротивление генератора $r_r = 100$ Ом;

длина кабеля $l = 1$ (в относительных единицах).

Задаваясь значениями G_D , C_D и местоположением дефекта (l_1), найдем входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ по формуле

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_1 + Z_b \operatorname{th} \gamma l_2}{1 + Z_1 G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}, \quad (30)$$

где $Z_1 = 1/Y_1$.

По выражению

$$I_{\text{к.з.}} = \frac{E_r}{r_r + Z_{\text{вх}}} \quad (31)$$

можно определить ток в режиме короткого замыкания, тогда напряжение короткого замыкания

найдем по закону Ома:

$$U_{\text{к.з.}} = I_{\text{к.з.}} Z_{\text{вх}}. \quad (32)$$

Найденные параметры позволяют решить обратную задачу, т.е. по формулам (3)–(7), полученным в [4], можно определить искомые величины. Коэффициент отражения на входе линии

$$\Gamma_{\text{вх}} = \frac{Z_b - Z_{\text{вх}}}{Z_b + Z_{\text{вх}}}.$$

Полную проводимость участка кабельной линии от конца кабеля до помехи с включением самой помехи определим как

$$Y_1 = G_D + G_1 + j\omega C_D.$$

Входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_1 + Z_b \operatorname{th} \gamma l_2}{1 + Z_1 G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}. \quad (33)$$

Тогда

$$Y_1 = \frac{1 - Z_{\text{вх}} G_0 \operatorname{th} \gamma l_2}{Z_{\text{вх}} - Z_b \operatorname{th} \gamma l_2}.$$

На рис. 6 представлена кривая изменения фазы в зависимости от частоты в отсутствие погрешности в измерении $U_{\text{к.з.}}$, $I_{\text{к.з.}}$ и фазы φ . Рис. 7 характеризует изменение фазы коэффициента от-

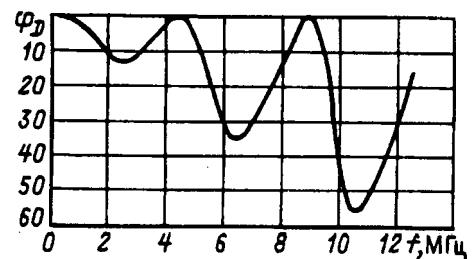


Рис. 6. График изменения набега фазы от дефекта коэффициента отражения при изменении частоты генератора

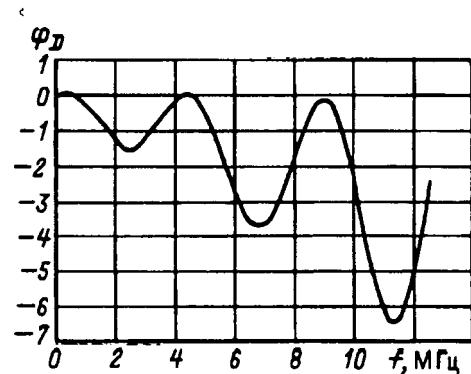


Рис. 7. Зависимость набега фазы коэффициента отражения, обусловленного дефектом, от частоты генератора при погрешности в 1%

ражения при погрешности в 1% в определении величины $U_{k,3}$, которая изменяется по случайному закону. При этом погрешность определения местоположения дефекта составила 2%.

Нетрудно заметить, что для решения поставленной задачи достаточно замера параметров $U_{k,3}$ и φ , поскольку $I_{k,3}$ можно определить из выражения

$$I_{k,3} = \frac{E - U_{k,3}}{r_g}. \quad (34)$$

Следовательно, погрешность обусловлена изменением двух параметров. При наличии погрешности в измерении фазы в 1% погрешность в определении местоположения дефекта и его величины составила 1%.

Таким образом, учитывая, что погрешность измерения современных приборов составляет 0,1% и менее, получим, что погрешность в определении местоположения, характера и величины дефекта составляет примерно 2%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. — Л.: Энергия, 1979.
2. Афанасьев Б.П., Гольдин О.Е., Кляцкин И.Г., Пинес Г.Я. / Теория линейных электрических цепей. — М.: Высшая школа, 1973.
3. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1973.
4. Бахтин Н.А., Брагинский В.И., Лебедев Г.М. Определение дефектов кабельной изоляции методом зондирования высокочастотными колебаниями. — В кн.: Пер-

спективные технологии пищевых продуктов. — Кемерово, КемТИПП, 1996.

[10.04.97]

Авторы: Лебедев Геннадий Михайлович окончил факультет автоматики и вычислительной техники Томского политехнического института (ТПИ) в 1975 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Исследование эффективности профилактических испытаний кабельных линий 6–10 кВ на промышленных предприятиях с непрерывной технологией производства» в Московском энергетическом институте. Доцент кафедры общей электротехники и электрооборудования Кемеровского технологического института пищевой промышленности (КТИПП).

Бахтин Николай Александрович окончил физико-математический факультет Барнаульского государственного педагогического института в 1964 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию в области радиофизики в Московском государственном педагогическом институте. Профессор кафедры физики КТИПП.

Брагинский Владимир Ильич окончил энергетический факультет ТПИ в 1963 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию в области химической физики в ТПИ. Профессор кафедры общей электротехники и электрооборудования КТИПП.

К ЧИТАТЕЛЯМ ЖУРНАЛА «Электричество»

В настоящее время появилась возможность бесплатно получать оглавления нашего журнала 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@lgrant.mipt.msk.su

Расчет магнитного поля и потерь в турбодвигателе при его питании от сети и преобразователя частоты

АФАНАСЬЕВ А.А., ВОРОБЬЕВ А.Н.

На основе метода сопряжения конформных отображений разработана методика расчета функциональных режимов турбодвигателя (ТД), предусматривающая, во-первых, расчет магнитного поля и матрицы динамических индуктивностей (МДИ) на регулярной крупношаговой сетке координаты углового положения ротора ϑ для вектора токов предыдущей итерации, во-вторых, сплайновую аппроксимацию по аргументу ϑ МДИ при вычислении нового вектора токов с помощью уравнения состояния электрических контуров с линеаризованными магнитными характеристиками.

Ключевые слова: турбодвигатель, преобразователь частоты, функциональный режим, магнитное поле, расчет

Мощные двухполюсные синхронные двигатели находят применение в высокоскоростном регулируемом электроприводе с инвертором тока, имеющим естественную коммутацию [1, 2].

Работа двигателей в вентильном режиме связана со снижением их паспортной мощности из-за дополнительных потерь, вызванных несинусоидальностью питания.

Для количественной оценки ухудшения использования двигателей необходимо рассчитать их электромагнитную загруженность с определением потерь в проводниках обмоток и стали сердечников при реальных формах напряжений и токов в обмотках статора и ротора.

Общие сведения о методе расчета. Расчет магнитного поля (МП) двигателя будем производить методом сопряжения конформных отображений [3]. В основе его лежат следующие принципы. Плоская расчетная область разбивается на элементарные участки (ЭУ) двух типов:

ЭУ первого типа имеют линейную магнитную среду (воздушный зазор, пазы с проводниками и немагнитными клиньями) и физическую (реальную) конфигурацию (без дробления на участки канонической формы);

ЭУ второго типа принадлежат магнитно-нелинейной среде и имеют каноническую форму (это двугольники, треугольники или четырехугольники общего вида с прямолинейными, прямолинейно-круговыми и круговыми границами [4]); предполагается, что все точки конкретного ЭУ второго типа имеют одинаковую магнитную проницаемость.

Границы ЭУ разбиваются на интервалы, в пределах которых скалярный магнитный потен-

A method for calculating functional regimes of a turbomotor has been developed on the basis of conformal mappings. The method implies: i) a calculation of a magnetic field and a dynamic inductance matrix (DIM) as a function of the rotor angular position ϑ on a regular large-step grid for the vector of currents from the previous iteration; ii) a spline approximation of DIM ϑ with respect to when calculating the new vector of currents with the help of a state equation of electric circuits with linearized magnetic characteristics.

Ключевые слова: турбодвигатель, преобразователь частоты, функциональный режим, магнитное поле, расчет

циал (СМП) аппроксимируется линейными или кусочно-постоянными зависимостями. Порядок сведения вихревых зон расчетной области к потенциальным зонам считается известным [5, 6].

Конформное преобразование верхней комплексной полуплоскости $t=\xi+j\eta$ на i -й ЭУ расчетной области в комплексной плоскости $z=x+jy$ задается дифференциальным уравнением:

$$\frac{dz}{dt} = \frac{dz}{ds} \frac{ds}{dt} = i\gamma(z)^i \lambda(t), \quad (1)$$

которое совпадает с дифференциальным уравнением Кристоффеля–Шварца для ЭУ с прямолинейными границами. В этом случае $s=z$ и $i\gamma(z)=1$.

Для ЭУ с круговыми границами используется конформное преобразование¹ $s=s(z)$, обеспечивающее спрямление круговых границ этих ЭУ в комплексной плоскости s .

Имеем

$$\frac{dz}{ds} = i\gamma(z) = i\delta(s). \quad (2)$$

Согласно задаче Дирихле для верхней полуплоскости существует комплексная потенци-

¹ Например, преобразование $s=\frac{z-a}{z+a}$ переводит круговой

двуугольник в плоскости z с вершинами в точках a и $(-a)$ в открытый двугольник с прямолинейными границами и вершиной в точке $s=0$ [4]. Для этого случая в соответствии с (2) имеем

$$i\gamma(z) = (z+a)^2/2a; \quad i\delta(s) = 2a/(1-s)^2.$$

Преобразование $s=\ln z$ переводит кольцевой сектор в плоскости z в прямоугольник плоскости s . Для этого вида ЭУ справедливо

$$i\gamma(z) = z; \quad i\delta(s) = e^s.$$

альная функция (КПФ)

$$W(t) = V(t) + ju(t), \quad (3)$$

удовлетворяющая уравнению Лапласа и мнимая часть которой, являясь СМП, принимает на вещественной оси ξ искомое или заданное значение $u=u(\xi)$.

Комплексная потенциальная функция верхней полуплоскости, отображающей i -й ЭУ, выражается через СМП его границы $^i u(\xi)$ в виде интеграла Шварца [7]:

$$^i W(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} ^i u(\xi) \left[\frac{1}{\xi-t} + c(\xi) \right] d\xi. \quad (4)$$

Для произвольной точки наблюдения $t=p+jq$ в верхней полуплоскости осевые составляющие вектора напряженности МП в соответствии с условиями Коши—Римана равны:

$$H_{\xi} = -\frac{\partial u}{\partial p} = \frac{\partial V}{\partial q}; \quad H_{\eta} = -\frac{\partial u}{\partial q} = -\frac{\partial V}{\partial p}. \quad (5)$$

Из формул (1), (3)–(5) получим для нормальной составляющей напряженности МП на границе i -го ЭУ в плоскости z

$$^i H_n = -\frac{\partial V}{\partial p} \frac{\partial p}{\partial z} = -\frac{1}{\pi |^i \lambda(p)|} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(\xi) d\xi}{(\xi-p)^2}. \quad (6)$$

При положительном (отрицательном) знаке $^i H_n$ МП вектора \mathbf{H} направлено внутрь (наружу) i -го ЭУ в граничной точке z_p , являющейся образом точки p на вещественной оси ξ плоскости t . При кусочно-постоянной или кусочно-линейной аппроксимации функции $^i u(\xi)$ интеграл в формуле (6) находится аналитически. В частности, для первого вида аппроксимации имеем

$$^i H_{nj} = \frac{(-1)}{\pi |^i \lambda(p_j)|} \left[\sum_{k=1}^{N_i} ^i u_k \left(\frac{1}{p_k - p_j} - \frac{1}{p_{k+1} - p_j} \right) \right], \quad (7)$$

где p_j — точка наблюдения (счета), расположенная внутри j -го интервала границы i -го ЭУ; N_i — число интервалов, на которые разбита граница i -го ЭУ.

Для тангенциальной составляющей напряженности МП справедливо

$$^i H_{\tau j} = (^i u_{2m} - ^i u_{2m-1}) / ^i l_j, \quad (8)$$

где $m = [(j+n_i-1)/n_i]$ — целая часть числа; $n_i = N_i/4(3)$ — число счетных точек одной стороны четырехугольного (треугольного) ЭУ; $^i l_j$ — расстояние между j -й и $(j+1)$ -й счетными точками одной стороны границы i -го ЭУ.

Формулы (7) и (8) устанавливают зависимость напряженности МП от СМП в граничных точ-

ках ЭУ.

Эти формулы можно записать в векторно-матричном виде:

$$^i \mathbf{H}_n = ^i \mathbf{g}^i \mathbf{u}; \quad ^i \mathbf{H}_{\tau} = ^i \mathbf{h}^i \mathbf{u}, \quad (9)$$

где квадратные матрицы $^i \mathbf{g}$ и $^i \mathbf{h}$ размерностью N_i имеют вид:

$$^i \mathbf{g} = -\frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} \left(\frac{^i k_1}{p_1 - \tilde{p}_1} - \frac{^i k_1}{p_2 - \tilde{p}_1} \right) & \dots & \left(\frac{^i k_1}{p_{N_i} - \tilde{p}_1} - \frac{^i k_1}{p_1 - \tilde{p}_1} \right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left(\frac{^i k_{N_i}}{p_1 - \tilde{p}_{N_i}} - \frac{^i k_{N_i}}{p_2 - \tilde{p}_{N_i}} \right) & \dots & \left(\frac{^i k_{N_i}}{p_{N_i} - \tilde{p}_{N_i}} - \frac{^i k_{N_i}}{p_1 - \tilde{p}_{N_i}} \right) \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$$^i \mathbf{h} = \begin{bmatrix} -1/^i l_1 & -1/^i l_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1/^i l_1 & -1/^i l_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/^i l_3 & -1/^i l_3 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/^i l_3 & -1/^i l_3 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & -1/^i l_7 & -1/^i l_7 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где $^i k_j = \frac{1}{|(^i \lambda \tilde{p}_j)|} = 1, 2, \dots, N_i$.

Установим общую сквозную нумерацию счетных точек для всей расчетной области. Будем иметь

$$^i u_j = u_r \quad (r=1, 2, \dots, Q).$$

Для точек $r=r^*$, принадлежащих общим границам двух соседних ЭУ с номерами i и k , справедливо равенство нормальных составляющих индукции МП:

$$^i B_{nr*} = ^k B_{nr*}. \quad (12)$$

Распространяя это равенство на все множество счетных точек r , получим систему линейных алгебраических уравнений относительно неизвестного вектора $\mathbf{u}[u_1 \ u_2 \ \dots \ u_Q]^T$, имеющую вид

$$\mathbf{A}\mathbf{u} = \mathbf{F}, \quad (13)$$

где \mathbf{A} — квадратная матрица размером Q ; не-нулевые элементы вектора \mathbf{F} представлены заданными значениями СМП и его скачка (если магнитные листы располагаются на границах ЭУ [3]) в счетных точках границ ЭУ.

Особенности математической модели турбодвигателя. Принимаем следующие допущения.

1. Магнитное поле в активной зоне плоско-параллельно. Краевые эффекты, обусловленные трехмерным МП в торцевых частях массивного ротора, учитываются упрощенно с помощью известных лобовых коэффициентов [8, 9].

2. Стали ротора (клины и массив) — безгистерезисные.

3. Плотность тока в сечении проводников равномерна (при невыполнении этого условия в реальном проводнике последний может быть подразделен на условные проводники, в каждом из которых протекают собственные токи с постоянной плотностью).

4. Магнитное поле рассеяния лобовых частей обмоток не зависит от насыщения магнитной цепи и углового положения ротора.

Уравнение электрического равновесия всех N токовых контуров ротора (1-й контур — обмотка возбуждения, остальные — короткозамкнутые)

$$\frac{d\Psi_R}{dt} = \mathbf{u}_R - \mathbf{r}_R - \mathbf{i}_R, \quad (14)$$

где Ψ_R, \mathbf{i}_R — векторы-столбцы размером N потокосцеплений и токов ротора; $\mathbf{u}_R = [u_f \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ — вектор-столбец внешних напряжений контуров; \mathbf{r}_R — квадратная матрица размерностью N собственных и взаимных активных сопротивлений контуров ротора;

$$\mathbf{L}_R \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{u}_R - \mathbf{r}_R \mathbf{i}_R - \frac{\partial \Psi_R}{\partial \vartheta} \omega_p, \quad (15)$$

где $\mathbf{L}_R = \frac{\partial \Psi_R}{\partial \mathbf{i}}$ — прямоугольная матрица дифференциальных индуктивностей размером $N \times (N+3)$; $\mathbf{i} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_1 \ i_2 \ \dots \ i_N]^T$ — вектор-столбец размером $N+3$ токов всех контуров турбодвигателя (ТД); $\omega_p = \frac{d\vartheta}{dt}$ — угловая скорость ТД; ϑ — угол между продольной осью d ротора и магнитной осью фазы A статора.

Для снижения вычислительных затрат расчет МП для вычисления матрицы \mathbf{L}_R (требующий вычисления МП $(N+3)$ раз) производится не для каждого текущего положения ротора, задаваемого шагом уравнения (15), а для ряда базовых угловых положений ротора с относительно большим шагом $\Delta\vartheta$, причем

$$\Delta\vartheta \leq \min \left(\frac{\gamma}{k_1}, \frac{t_1}{k_2} \right), \quad (16)$$

где γ — угол коммутации инвертора вентильного ТД; $t_1 = 2\pi/z_1$ — зубцовый шаг статора.

Выбрав значения коэффициентов в (16) $k_1=3$; $k_2=4$ ^{*}, можем применить локальную сплайновую аппроксимацию полиномами третьей степени [10] любых сеточных функций с шагом аргумента $\Delta\vartheta$, позволяющую вычислить значения функций и их производных для произвольного текущего значения аргумента ϑ . Расчет локальных сплайнов и их производных легко программируется и требует сравнительно небольшого числа

* При $k_2=4$ имеем четыре точки на периоде зубцовой гармоники. В этом случае, как показывают расчеты, погрешность ее аппроксимации локальным сплайном не превышает 5%.

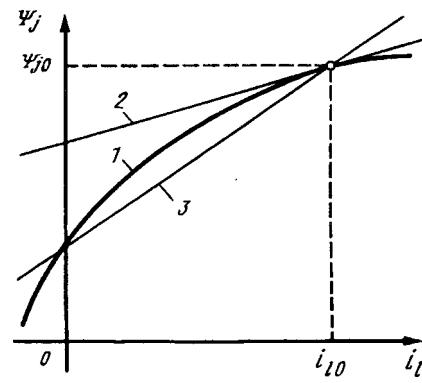


Рис. 1. Характеристика намагничивания j -го контура током контура l (1) и ее линеаризация (2 и 3)

математических операций и временных затрат на ЭВМ.

Базовые угловые положения ротора, при которых вычисляется МП, находим по формуле

$$\vartheta_k = \vartheta_1 + \Delta\vartheta (k-1), \quad (17)$$

где ϑ_1 — начальное (стартовое) положение ротора; $k=1, 2, \dots, M=(\vartheta_{\max} - \vartheta_1)/\Delta\vartheta$;

$$\vartheta_{\max} = \vartheta_1 + \int_0^{T_{\text{наб}}} \omega_p dt$$

— конечное угловое положение ротора, соответствующее краю интервала наблюдения процесса — $T_{\text{наб}}$.

На рис. 1 показана характеристика намагничивания контура j при изменении тока в контуре l для базового положения ротора $\vartheta=\vartheta_k$: зависимость ${}^k\Psi_j({}^k i_l)$ — кривая 1. Касательная 2 к этой кривой, проведенная через точку $({}^k i_{l0}, {}^k\Psi_{j0})$, является первой разновидностью линейной аппроксимации рассматриваемой характеристики намагничивания. Уравнение этой прямой

$${}^k\Psi_j(i_l) = {}^k\Psi_{j0} + {}^kL_{jl}({}^k i_l - {}^k i_{l0}). \quad (18)$$

Переходя к векторно-матричной форме записи уравнения (18) получим

$${}^k\Psi_j = {}^k\Psi_0 + {}^kL({}^k i - {}^k i_0). \quad (19)$$

Другую разновидность линейной аппроксимации характеристики намагничивания будет представлять прямая 3 на рис. 1, для которой матрицу L_k в уравнении (19) называют матрицей статических индуктивностей [11].

Пусть в окрестности углового положения ротора $\vartheta=\vartheta_k$ нам известен ток $i_0 = i_0(\vartheta)$ и зависящие от него сложные функции одной переменной ϑ : $\Psi_0 = \Psi_0(i_0(\vartheta))$, $L = L(i_0(\vartheta))$.

Дифференцируя (19) по переменной ϑ , а затем, умножая левую и правую часть на ω_p , по-

лучим

$$\omega_p \frac{\partial^k \Psi}{\partial \vartheta} = \omega_p \left[\frac{\partial^k \Psi_0}{\partial \vartheta} + \frac{\partial^k L}{\partial \vartheta} (k \mathbf{i} - k \mathbf{i}_0) + k L \frac{d^k \mathbf{i}_0}{d \vartheta} \right]. \quad (20)$$

Поскольку частная производная $\frac{\partial^k \Psi}{\partial \vartheta}$ определяется при условии $k \mathbf{i} = \text{const}$, то для уравнения (20) справедливо

$$\omega_p \frac{\partial^k \Psi}{\partial \vartheta} = \omega_p \left[\frac{\partial^k \Psi_0}{\partial \vartheta} + \frac{\partial^k L}{\partial \vartheta} (k \mathbf{i} - k \mathbf{i}_0) + k L \frac{d^k \mathbf{i}_0}{d \vartheta} \right]. \quad (21)$$

С учетом (21) уравнение электрического равновесия контуров ротора (15) для произвольного значения ϑ будет

$$\begin{aligned} L_R \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{u}_R - \mathbf{r}_R \mathbf{i}_R - \omega_p \times \\ \times \left[\frac{\partial \Psi_{0R}}{\partial \vartheta} + \frac{\partial L_R}{\partial \vartheta} (\mathbf{i} - \mathbf{i}_0) + L_R \frac{d\mathbf{i}_0}{d\vartheta} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Заметим еще раз, что в уравнении (22) ток $\mathbf{i}_0 = \mathbf{i}_0(\vartheta)$ и зависящие от него функции $\Psi_{0R}(\mathbf{i}_0)$, $L_R(\mathbf{i}_0)$ предполагаются известными. При первом интегрировании уравнения (22) компоненты вектора \mathbf{i}_0 считаются равными средним значениям своих установившихся значений, т.е. равными нулю, за исключением тока возбуждения. При вторичном интегрировании (22) за ток \mathbf{i}_0 принимается ток \mathbf{i} , найденный при первом просчете. Указанные вычислительные процедуры прекращаются, когда различие между векторами \mathbf{i}_0 и \mathbf{i} будет в пределах заданной погрешности.

Поскольку

$$\omega_p \frac{d\mathbf{i}_0}{d\vartheta} = \frac{d\mathbf{i}_0}{dt}, \quad (23)$$

то при $\mathbf{i} = \mathbf{i}_0$ уравнение (22) будет совпадать с исходным уравнением (14).

К уравнению (22) следует добавить уравнения электрического равновесия контуров статора и уравнение движения ротора. Применимально к вентильному ТД в зависимости от состояния вентиляй инвертора преобразователя частоты (ПЧ) для статора имеем два электрических контура на коммутационном и один — на межкоммутационном интервалах работы ПЧ. Например, при стандартной нумерации вентиляй инвертора² коммутационному интервалу с открытыми вентилями 1, 5, 6 соответствуют уравнения:

$$U_{\text{пп}} = R_i_{\text{пп}} + L \frac{di_{\text{пп}}}{dt} + ri_A + \frac{d\Psi_A}{dt} - ri_B - \frac{d\Psi_B}{dt}; \quad (24)$$

$$0 = ri_A + \frac{d\Psi_A}{dt} - ri_C - \frac{d\Psi_C}{dt}; \quad (25)$$

$$i_A = i; \quad i_B = -i_{\text{пп}}; \quad i_C = i_{\text{пп}} - i, \quad (26)$$

² Нечетные вентиля образуют катодную, четные — анодную группы. Плечи моста с вентилями 1, 4 принадлежат фазе A; 3, 6 — фазе B; 5, 2 — фазе C.

где $U_{\text{пп}}$, $i_{\text{пп}}$ — напряжение и ток на входе инвертора; R , L — активное сопротивление и индуктивность сглаживающего дросселя входной цепи инвертора; r — активное сопротивление фазы обмотки статора; i — ток коммутации инвертора.

Межкоммутационному интервалу с открытыми вентилями 1, 6, следующему за рассмотренным интервалом, соответствуют уравнения:

$$U_{\text{пп}} = R_i_{\text{пп}} + L \frac{di_{\text{пп}}}{dt} + ri_A \frac{d\Psi_A}{dt} - ri_B - \frac{d\Psi_B}{dt}; \quad (27)$$

$$i_A = i_{\text{пп}}; \quad i_B = -i_{\text{пп}}; \quad i_C = 0. \quad (28)$$

Введем в рассмотрение вектор $\Psi = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C \ \Psi_R^T]^T$ и квадратную матрицу $L = \frac{\partial \Psi}{\partial i}$ размером $(N+3)$.

Однаковым уравнениям (24), (27) и уравнению (25) с учетом зависимости (21) можно придать вид, аналогичный выражению (9):

$$\begin{aligned} (L_1 - L_2 + L_{\text{д}}) \frac{di}{dt} = U_{\text{пп}} + R i_B - r (i_A + i_B) - \omega_p \times \\ \times \left[\frac{d(\Psi_{0A} - \Psi_{0B})}{d\vartheta} + \frac{d(L_1 - L_2)}{d\vartheta} (\mathbf{i} - \mathbf{i}_0) - (L_1 - L_2) \frac{d\mathbf{i}_0}{dt} \right]; \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} (L_1 - L_3) \frac{di}{dt} = -r (i_A - i_C) - \omega_p \times \\ \times \left[\frac{d(\Psi_{0A} - \Psi_{0C})}{d\vartheta} + \frac{d(L_1 - L_3)}{d\vartheta} (\mathbf{i} - \mathbf{i}_0) - (L_1 - L_3) \frac{d\mathbf{i}_0}{dt} \right], \end{aligned} \quad (30)$$

где L_j ($j = 1, 2, 3$) — j -е строки матрицы L ; $L_{\text{д}} = [L \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$.

Следует иметь в виду, что для схемы обмотки статора «звезда без нулевого провода» из трех токов только два, например i_A и i_B , будут независимыми. Поэтому в левых частях уравнений (22), (29), (30) нужно принять

$$\frac{di_C}{dt} = -\frac{di_A}{dt} - \frac{di_B}{dt}.$$

Электромагнитный момент в уравнении движения ротора ТД находим в соответствии с методом натяжений по формуле [11, 12]:

$$M = \frac{\pi}{2} \frac{I_d D_p^2}{N_p} \sum_{j=1}^{N_p} B_{nj} H_{tj}, \quad (31)$$

где N_p — число счетных точек на поверхности ротора, имеющего диаметр D_p .

Алгоритм электромагнитного расчета установленного режима вентильного ТД. При рассмотрении установленного режима вентильного ТД выходной ток инвертора — ток статора $\mathbf{i}_S = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ — можно в первом приближении считать известной функцией времени. Компоненты вектора \mathbf{i}_S — двухполлярные прямолинейные трапеции с основаниями $\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma\right)$ и высотой $i_{\text{пп}}$, разделенной бестковыми паузами продолж-

жительностью $\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right)$ и сдвинутые один относительно другого на угол $2\pi/3$ рад.

Образуем из трех первых столбцов матрицы L_R^S в уравнении (22) матрицу L_R^S размером $(N+3)$, из оставшихся столбцов — квадратную матрицу L_R^R размером N . Принимая во внимание (23), уравнение (22) можно записать в таком виде:

$$L_R^R \frac{di_R}{dt} = u_R - r_R i_R - L_R^S \left(\frac{di_S}{dt} - \frac{di_{0S}}{dt} \right) - \omega_p \times \\ \times \left[\frac{\partial \Psi_{0R}}{\partial \vartheta} + \frac{\partial L_R^R}{\partial \vartheta} (i_R - i_{0R}) + \frac{\partial L_R^S}{\partial \vartheta} (i_S - i_{0S}) - L_R^R \frac{di_{0R}}{\partial \vartheta} \right], \quad (32)$$

где при заданном токе статора следует принять $i_S = i_{0S}$.

В результате получим

$$L_R^R \frac{di_R}{dt} = u_R - r_R i_R - \omega_p \times \\ \times \left[\frac{\partial \Psi_{0R}}{\partial \vartheta} + \frac{\partial L_R^R}{\partial \vartheta} (i_R - i_{0R}) - L_R^R \frac{di_{0R}}{\partial \vartheta} \right]. \quad (33)$$

В установившемся режиме ток ротора ТД будет иметь период $T/6$, где T — период тока статора.

Дискретизация расчетной области и результаты электромагнитного расчета ТД при его питании от сети и инвертора тока. В качестве примера произведем электромагнитный расчет применительно к турбодвигателю СТД-6300-23У4. Статор ТД, выполненный из электротехнической стали 1513 (Э43) толщиной 0,5 мм, имеет 48 пазов, в которых размещается трехфазная двухслойная обмотка с $q=8$, $n_p=4$, $a=1$, $n_{эл}=1$, $y=20$, соединенная в звезду. Наружный диаметр статора — 1180 мм, внутренний — 650 мм. Полная длина — 1300 мм.

Ротор с наружным диаметром 602 мм и активной длиной 1300 мм имеет 32 паза и 43 пазовых деления.

На рис. 2 показана расчетная область ТД в пределах одного полюса с разбиением на 206 ЭУ, из которых 203 имеют четырехугольную форму, 3 остальных — кольцевую. Кольцевые

ЭУ соответствуют ярму статора, воздушному зазору и ярму ротора. На границах ЭУ располагается $Q=1064$ счетных точек, скалярные магнитные потенциалы которых рассчитываются по уравнению (13) для заданных угловых положений ротора и токов электрических контуров. У внешней границы ротора располагаются в два слоя ЭУ с вихревыми токами (в каждом слое размещено по 59 расчетных проводников). Высота расчетного проводника равна половине высоты пазовых клиньев ротора — 8,5 мм (пазы ротора закрывают составные клинья, состоящие из стальных (располагающихся в пазу со стороны ближайшего большого зуба) и бронзовых стержней). Таким образом, ротор содержит 119 расчетных электрических контуров (обмотку возбуждения и 118 короткозамкнутых). Принято, что все контуры имеют диаметральный шаг (противоположные проводники каждого контура лежат в одном и том же слое), плотность тока в сечении каждого из них постоянна и неизменна в пределах активной длины. На рис. 2 короткозамкнутые контуры пронумерованы слева направо, причем номера контуров нижнего слоя аналогичны верхним и обозначены той же цифрой, но со «штрихом».

Был проведен сравнительный расчет установившегося режима ТД при его питании от сети (с номинальными значениями амплитуды и фазы тока статора) и от инвертора тока (с теми же параметрами первых гармоник тока и напряжения статора, что и при сетевом питании). Магнитное поле ТД рассчитывалось при заданных токах контуров (в виде известной векторной функции $i_0 = i_0(\vartheta)$) для 32 последовательных положений ротора, соответствующих в итоге его суммарному повороту на 60° с элементарным шагом $(15/8)^\circ$, равным одной четверти зубцового деления статора.

В каждой позиции определялись магнитная проницаемость ЭУ, потокосцепления и индуктивности контуров тока, электромагнитный момент.

Затем решалось дифференциальное уравнение (33), позволяющее уточнить кривые токов контуров ротора $i_R = i_R(\vartheta)$. Коэффициенты уравнения (33), содержащие индуктивные параметры, вычислялись с помощью локальных сплайнов, аппроксимирующих соответствующие решетчатые функции, найденные в результате расчета МП для регулярной сетки (с относительно большим шагом) значений угловой координаты ϑ .

Затем снова следовал расчет МП для указанных 32 положений ротора, но при новых (уточненных) токах контуров ротора и т.д. Вычислительные процедуры прекращаются, когда значения токов контуров ротора на сетке ар-

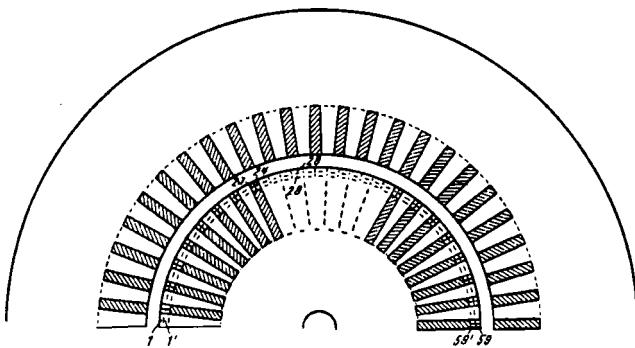


Рис. 2. Расчетная область турбодвигателя и ее элементарные участки (заштрихованы вихревые зоны)

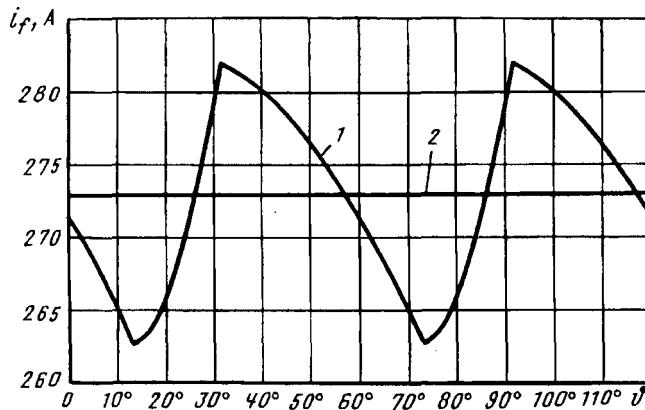


Рис. 3. Расчетные зависимости тока возбуждения от углового положения ротора: 1 — режим ВД; 2 — штатный режим

гумента ϑ определяются с заданной погрешностью.

Время расчета МП для 32 положений ротора при заданных токах контуров составляет около 3 ч 20 мин на персональном компьютере IBM PC (процессор Pentium, тактовая частота 120 МГц). Примерно такое же время требуется и для определения кривых токов 119 контуров ротора с помощью дифференциального уравнения (33).

На рис. 3 приводятся расчетные зависимости тока возбуждения в функции углового положения ротора ϑ для номинального режима с сетевым питанием (1-й режим) и режима вентильного двигателя (ВД) с теми же параметрами первых гармоник тока и напряжения, что и в паспортном режиме (2-й режим). При работе ТД во 2-м режиме размах пульсаций тока возбуждения составляет 10,15 A, а для 1-го режима — 0,03 A. (Эти показатели в процентах номинального тока возбуждения равны соответственно 3,72 и 0,01%).

На рис. 4,а имеем расчетные кривые токов в верхнем и нижнем расчетных проводниках 23 и 23' (рис. 2) бронзового стержня, расположенного в пазу у края большого зуба ротора. Аналогичные кривые для стального стержня в том же пазу приведены на рис. 4,б. Из анализа кривых видно, что в стальном стержне ток имеет большее отставание и примерно в 300 раз меньшую амплитуду пульсаций, чем в бронзовом стержне. Токи в проводниках нижнего слоя примерно в 5 раз меньше, чем в одноименных проводниках верхнего слоя. Следует также обратить внимание, что токи в одноименных проводниках для бронзового стержня находятся в противофазе, а для стального стержня — в фазе.

Кривые рис. 4,в показывают, что токи на поверхности стали большого зуба существенно превышают (в десятки раз) аналогичные токи стальных пазовых клиньев, причем у большого зуба токи в расчетных проводниках нижнего слоя

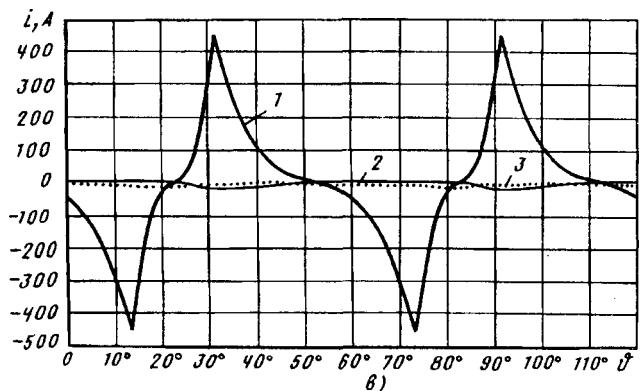
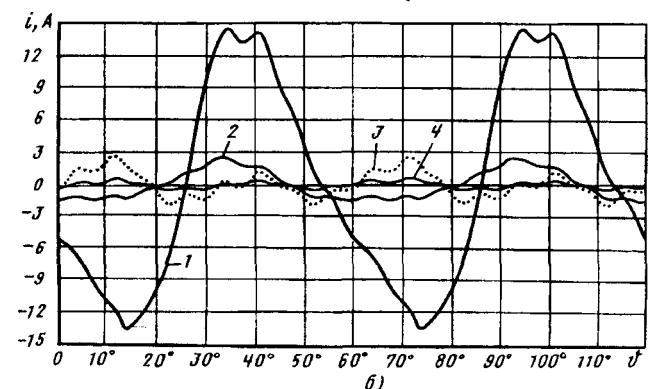
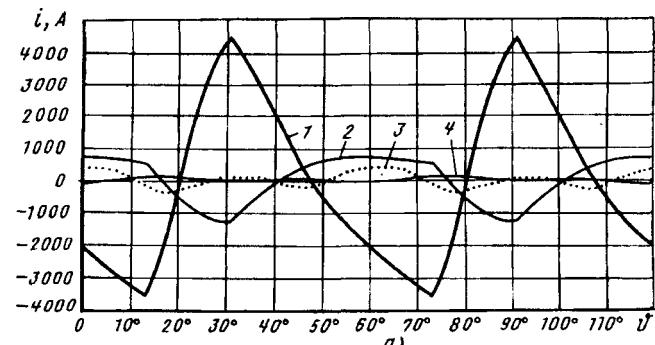


Рис. 4. Расчетные зависимости тока от углового положения ротора (1 и 2 — режим ВД; 3 и 4 — штатный режим): а — в контурах 23 (кривые 1 и 3) и 23' (кривые 2 и 4); б — в контурах 24 (кривые 1 и 3) и 24' (кривые 2 и 4); в — в контурах 28 (кривые 1 и 3) и 28' (кривая 2) большого зубца ротора

практически отсутствуют.

На рис. 5 приводятся кривые напряжений фазы A для 1-го и 2-го режимов. Амплитуды гармоник этих кривых представлены в табл. 1.

Таблица 1

Номер гармоники	Амплитуда гармоник фазного напряжения, В	
	1-й режим	2-й режим
1	5014	5015
3	329	309
5	33	849
7	37	890
9	31	200
11	9,1	500
13	12	438
15	1,9	79

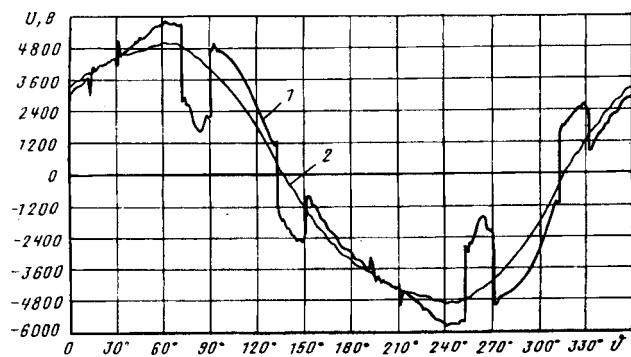


Рис. 5. Расчетные зависимости напряжения фазы A от углового положения ротора: 1 — режим ВД; 2 — штатный режим

Сдвиг первой гармоники фазного тока (в сторону опережения) относительно первой гармоники напряжения для обоих режимов ТД составил $\varphi_1 = 26,96^\circ$. Согласно паспортным данным ТД амплитуда первой гармоники номинального фазного напряжения $U_{m1H} = \frac{6000}{\sqrt{3}} \sqrt{2} = 4899$ В, а $\varphi_{1H} = 26,76^\circ$ ($\cos \varphi_{1H} = 0,8929$). Разница между расчетным и паспортным значениями амплитуд первой гармоники фазного напряжения составила $(5014 - 4899)100 / 4899 = 2,35\%$. Первые гармоники как напряжений, так и токов в фазах для 1-го и 2-го режимов одинаковы.

Из анализа данных табл. 1 видно, что фазное напряжение у обоих режимов содержит третью гармонику, обусловленную магнитным насыщением. Для 2-го режима заметно присутствие как канонических гармоник (с номерами $k = 6n \pm 1$, $n = 1, 2, \dots$), так и нечетных гармоник, кратных трем. В кривых фазных напряжений рис. 5 заметны также пульсации, вызванные зубцовыми гармониками магнитного поля (их период близок к зубцовому шагу статора).

На рис. 6 приведены гистограммы распределения электрических потерь в проводниках расчетных контуров в пределах активной длины ТД. Основная доля этих потерь для обоих сравниваемых режимов, как видно из рис. 6, выделяется в поверхностных частях бронзовых клиньев. Наибольший нагрев во 2-м режиме (ВД) испытывают стержни бронзовых клиньев в пазах, смежных с большими зубцами ротора. Очевидно, локальное термическое воздействие на изоляцию обмотки возбуждения в этих пазах будет максимальным. Потери в стержнях соседних пазов будут примерно в 5 раз меньше, в других монотонно уменьшаются по мере удаления от больших зубцов. Следует обратить внимание, что наибольшие токи будут протекать в стержнях сбегающего края полюса (следующих за большим зубцом в направлении вращения ротора), причем максимально нагруженным (имеющим, как видно из рис. 6,а, наибольший локальный выброс

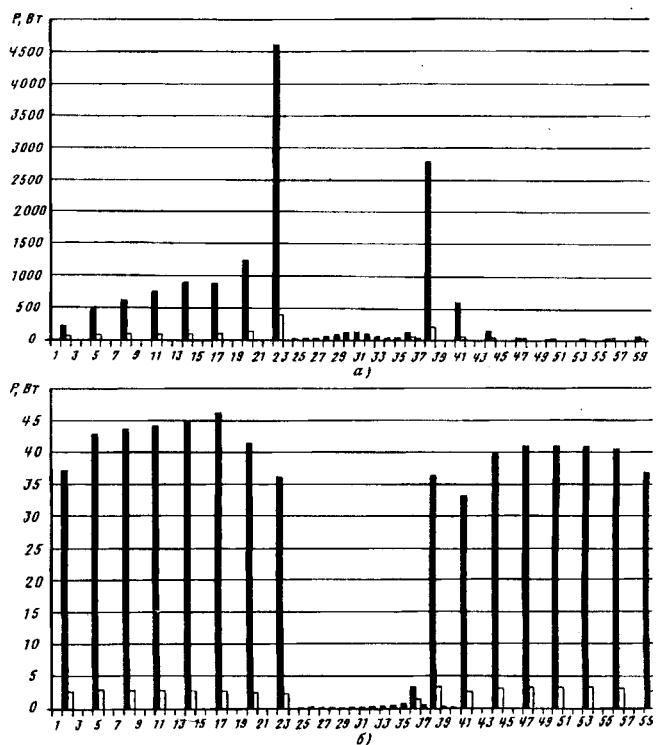


Рис. 6. Распределение электрических потерь в расчетных контурах ротора в пределах активной длины машины (темные столбцы — верхний слой контуров, светлые — нижний слой): а — работа в режиме ВД; б — питание от сети

амплитуды тока) будет стержень этого края, призывающий к большому зубу. Такой характер токораспределения в стержнях короткозамкнутой обмотки ротора ВД подтверждается и экспериментом [13].

При сетевом питании ТД (рис. 6,б) характер токораспределения в стержнях набегающего и сбегающего края полюса примерно одинаков (в сбегающем крае токи все же немного больше).

В табл. 2 представлены результаты расчета электромагнитных потерь в ТД для сравниваемых режимов. Для оценки влияния изменения сечения торцевых короткозамыкающих сегментов и удельного сопротивления материала немагнитных клиньев на уровень потерь в отдельных зонах ТД были проведены соответствующие расчеты, результаты которых также представлены в табл. 2.

Из данных табл. 2 следует, что электромагнитные потери в роторе при работе электрической машины в режиме ВД составляют 46,7 кВт, что на 55% больше, чем для номинального режима (30,1 кВт).

Уменьшение вдвое сечения короткозамыкающих сегментов приводит к дополнительному росту потерь в торцевых зонах ротора и практически не влияет на уровень и распределение

Таблица 2

Режим	Электрическая мощность, потребляемая ТД P_1 , кВт	Показатель						Электрические потери в немагнитных клиньях ротора $P_{э.к.}$, Вт	Магнитные потери в стальных клиньях ротора $P_{м.к.}$, Вт	Магнитные потери в стальном массиве ротора в пределах его активной длины $P_{м2}$, Вт			
		Потери, кВт											
		Суммарные электромагнитные ТД (без потерь в стали статора) P		Электрические			$P_2 = P_{э.к.} + P_{м.к.} + P_{м2}$						
Номинальный сетевой	6439,3	66,166	36,106	29,358	0,004	0,698	691 646 45	0,66 0,63 0,03	5,7 4,7 1,0				
ВД	6457,8	84,593	37,927	29,372	1,74	15,558	14729 13307 1422	24,8 23,1 1,7	796 741 55				
ВД с уменьшенным вдвое сечением короткозамкнутых сегментов	6459,5	86,369	37,927	29,367	3,58	15,496	14662 13372 1290	25,0 23,4 1,6	800 746 54				
ВД с удвоенным удельным сопротивлением немагнитных клиньев	6466,2	92,992	37,927	29,369	1,75	23,946	23067 20037 3030	32,3 31,0 1,3	831 780 51				

Примечания. 1. Потери P_2 — общие потери, включающие электрические потери, включающие электрические потери в немагнитных (бронзовых) клиньях ($P_{э.к.}$), магнитные потери в стальных клиньях ротора ($P_{м.к.}$) и в стальном массиве ротора в пределах его активной длины ($P_{м2}$). 2. В трех последних графах даны для каждого режима три значения: первое суммарные потери; второе и третье — соответственно потери в верхнем и нижнем слоях расчетных проводников.

потерь в пределах активной длины ротора и на значение электромагнитного момента. Использование материала немагнитных клиньев с повышенным удельным сопротивлением также ведет к увеличению электрических потерь (при увеличении сопротивления материала в 2 раза электрические потери в короткозамкнутых проводниках в пределах активной длины машины увеличились на 53,9%). Этот факт указывает, что активная и реактивная составляющие сопротивления стержня примерно одинаково влияют на значение его тока.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что для снижения электрических потерь в роторе целесообразно его явную демпферную систему выполнять из проводников с малым удельным сопротивлением. Для уменьшения локализации потерь в стержнях у краев больших зубцов целесообразно выполнить пазы с электропроводящими немагнитными стержнями и на поверхности больших зубцов.

Из табл. 2 следует, что суммарные потери в роторе ВД ($P_{2\Sigma}^{\text{ВД}} = P_f^{\text{ВД}} + P_2^{\text{ВД}} + P_{э.т}^{\text{ВД}}$) будут равны паспортным ($P_{2\Sigma}^{\text{c}} = 30,06$ кВт), если ток возбуждения будет уменьшен до значения $I_{\text{доп1}}^{\text{ВД}} = k_{f1} I_f^{\text{c}}$, где $k_{f1}^2 = \frac{P_{\text{ф1оп1}}^{\text{ВД}}}{P_f^{\text{c}}} = \frac{P_{2\Sigma}^{\text{c}} - P_2^{\text{ВД}} - P_{э.т}^{\text{ВД}}}{P_f^{\text{c}}} = \frac{30,06 - 15,558 - 1,74}{29,358} = 0,435$; $k_{f1} = \sqrt{0,435} = 0,66$; верхний индекс указывает режим питания ТД: от

сети — «с», по схеме вентильного двигателя — «ВД».

Используя [13], можно показать, что при уменьшении тока возбуждения ВД с сохранением номинальной скорости вращения ротора ($\omega_p = 314 \text{ с}^{-1}$) справедливы соотношения (при $L_{ad} = \text{const}$ и $L_q = \text{const}$):

$$\frac{U_{m1}}{U_{m1h}} = \frac{I_f}{I_{fh}} \frac{\cos(\varphi_1 + \theta)}{\cos(\varphi_{1h} + \theta_h)}; \quad \frac{\sin \theta}{\sin \theta_h} = \frac{I_{fh}}{I_f} \frac{I_{m1}}{I_{m1h}}. \quad (34)$$

Следовательно, для обеспечения номинальной скорости вращения с номинальными значениями (по первой гармонике) коэффициента мощности ($\varphi_1 = \varphi_{1h}$) и угла нагрузки ($\theta = \theta_h$) при снижении тока возбуждения нужно снизить во столько же раз напряжение и ток обмотки якоря.

В результате пропорционально коэффициенту k_{f1}^2 снижаются момент и мощность на валу ВД, суммарные потери в статоре и короткозамкнутых контурах ротора:

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{31}^{\text{ВД}} + \tilde{P}_{c1}^{\text{ВД}} &= k_{f1}^2 (P_{31}^{\text{ВД}} + P_{c1}^{\text{ВД}}); \\ \tilde{P}_2^{\text{ВД}} + \tilde{P}_{\text{э.т}}^{\text{ВД}} &= k_{f1}^2 (P_2^{\text{ВД}} + P_{\text{э.т}}^{\text{ВД}}). \end{aligned}$$

Последнее обстоятельство позволяет несколько увеличить допускаемую мощность потерь в обмотке возбуждения, а значит и ток возбуждения, согласно равенству

$$k_{f2}^2 P_f^{\text{c}} + k_{f2}^2 (P_2^{\text{ВД}} + P_{\text{э.т}}^{\text{ВД}}) = P_{2\Sigma}^{\text{c}},$$

откуда

$$k_f^2 = \frac{\Pi_{2\Sigma}^c}{\Pi_f^c + \Pi_2^{\text{ВД}} + \Pi_{3,4}^{\text{ВД}}} = \frac{30,06}{29,358 + 15,558 + 1,74} = 0,644;$$

$$k_f = \sqrt{0,644} = 0,803; \quad \Pi_{f\text{доп2}}^{\text{ВД}} = k_f^2 \Pi_f^c;$$

$$M^{\text{ВД}} = k_f^2 M_h.$$

Это будет режим, при котором ротор по уровню потерь загружен до паспортной отметки, а статор существенно (на 36%) недогружен. При этом суммарные электромагнитные потери ВД составят

$$\hat{\Pi}_{\Sigma}^{\text{ВД}} = \Pi_{2\Sigma}^c + k_f^2 (\Pi_{3,4}^{\text{ВД}} + \Pi_{c1}^{\text{ВД}}) = 0,775 \Pi_{2\Sigma}^c,$$

где $\Pi_{2\Sigma}^c = 90,578$ кВт — суммарные электромагнитные потери в паспортном (сетевом) режиме ТД.

Очевидно, в этом режиме охлаждающая воздушная среда будет относительно холодной и потери в роторе могут быть допущены до уровня, превышающего штатное значение $\Pi_{2\Sigma}^c$. Если обозначим

$$\tilde{\Pi}_f^{\text{ВД}} = (1 + k_1) \Pi_{f\text{доп2}}^{\text{ВД}}; \quad \tilde{\Pi}_{\Sigma}^{\text{ВД}} = k_2 \Pi_{2\Sigma}^c, \quad (35)$$

то для коэффициентов k_1 и k_2 справедливо уравнение из баланса потерь ВД:

$$1 + k_1 = k_2 \Pi_{2\Sigma}^c / \tilde{\Pi}_{\Sigma}^{\text{ВД}}. \quad (36)$$

Имеем также

$$I_f^{\text{ВД}} = k_f \sqrt{1+k_1} I_f^c; \quad M^{\text{ВД}} = k_f^2 (1+k_1) M_h. \quad (37)$$

На базе уравнений (35)–(37) составлена табл. 3, интерполируя данные которой, найдем, что при $k_2 = 0,87$ (в этом случае суммарные электромагнитные потери ВД меньше на 13% паспортного уровня ТД) имеем превышение суммарных потерь в роторе по сравнению с их паспортным уровнем также на 13%. Очевидно, можно полагать, что в этом режиме, когда $M/M_h = 0,725$, установившиеся температуры обмоток не превышают допустимых значений.

На рис. 7,а представлены расчетные зависимости электромагнитного момента в функции углового положения ротора. В кривой момента для режима ВД проявляются значительные пульсации.

Таблица 3

Коэффициент k_2	Показатель ВД			
	k_1	M/M_h	$I_f^{\text{ВД}}/I_f^c$	$\Pi_f^{\text{ВД}}/\Pi_{f\text{доп2}}^{\text{ВД}} = \Pi_{2\Sigma}^c/\Pi_{2\Sigma}^c$
0,775	0	0,644	0,803	1
0,800	0,032	0,665	0,816	1,032
0,850	0,097	0,706	0,841	1,097
0,900	0,161	0,748	0,865	1,161
0,950	0,226	0,790	0,889	1,226
1,00	0,290	0,831	0,912	1,290

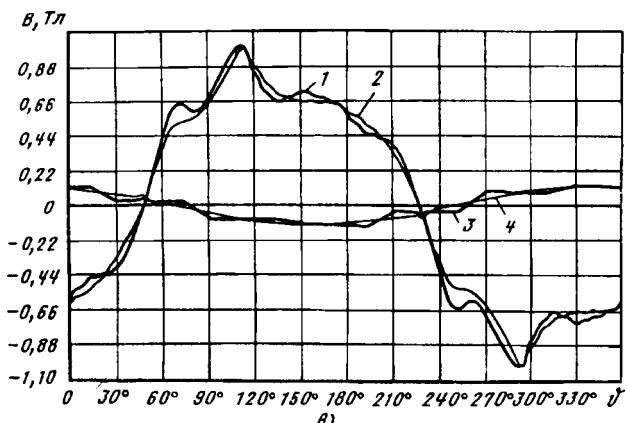
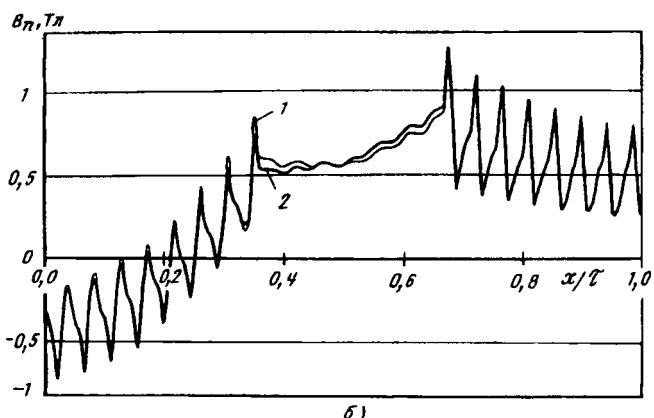
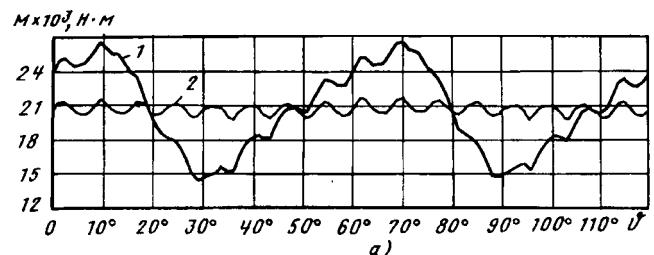


Рис. 7. Расчетные зависимости электромагнитного момента от углового положения ротора (а), нормальной составляющей магнитной индукции на поверхности ротора (б) и радиальной (1 и 2) и тангенциальной (3 и 4) составляющих индукции магнитного поля в зубце статора от углового положения ротора (в): кривая 1 — режим ВД; кривая 2 — штатный режим

саций, обусловленные несинусоидальностью токов статора. В кривых обоих режимах также заметны пульсации с периодом, равным зубцовому шагу статора.

На рис. 7,б показано распределение нормальной составляющей магнитной индукции по наружной поверхности ротора в пределах одного полюса. Видно, что кривые для штатного режима ТД с питанием от сети и для режима ВД мало отличаются друг от друга. На поверхности большого зубца заметны пульсации индукции, обусловленные зубчатостью статора.

При анализе рис. 7,в видно, что в центре зубца статора характер изменения индукции бли-

зок к пульсирующему, причем дополнительные особенности, обусловленные режимом ВД, имеют небольшое значение (примерно 8–10% амплитуды результирующего поля).

Специфика расчета рассматриваемым методом показателей МП в ферромагнитных ЭУ позволяет отслеживать гистерезисный характер связи результирующих векторов \mathbf{B} и \mathbf{H} и, в принципе, оценить количественно уровень потерь в сердечниках ТД (по найденному с помощью формул (9) вектору \mathbf{H} для магнитно-мягкого материала вычисляется на основе известной (справочной) основной гистерезисной петли [14] скалярная величина $\mu = \mu(\mathbf{H})$ и вектор $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ [15]). В статье эта информация не анализируется и не систематизируется.

Выводы. 1. Разработанная на основе метода сопряжения конформных отображений методика расчета функциональных режимов ТД предусматривает, во-первых, расчет МП, потокосцеплений и матрицы динамических индуктивностей (МДИ) на регулярной крупношаговой сетке координаты ϑ для вектора токов предыдущей итерации; во-вторых, сплайновую аппроксимацию по аргументу ϑ потокосцеплений и МДИ при вычислении нового вектора токов с помощью уравнения состояния электрических контуров с линеаризованными магнитными характеристиками.

2. При работе ТД в режиме ВД происходит значительное увеличение потерь в роторе (примерно на 55%). Особенно резкий рост потерь (примерно в 100 раз) наблюдается в немагнитных клиньях пазов ротора, граничащих с большими зубцами. Наиболее загруженными током оказываются немагнитные клинья сбегающего края ротора. При сетевом питании ТД токораспределение в немагнитных клиньях практически равномерное. Суммарные потери в стальных клиньях на три порядка меньше, чем в немагнитных клиньях. Для исключения перегрева обмоток необходимо снизить момент (мощность) на валу при $\omega_p = 314 \text{ с}^{-1}$ на 27%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Овчинников И.Е., Клинов В.И., Крутяков Е.А. и др. Тиристорное устройство для пуска крупных турбодвигате-

- лей. — Электротехника, 1984, № 9.
2. Александров М.А., Аракелян А.К., Виницкий Ю.Д. и др. — Регулируемый электропривод питательного насоса котлоагрегата. — Электрические станции, 1996, № 3.
 3. Афанасьев А.А., Воробьев А.Н. К расчету плоско-параллельных магнитных полей в нелинейных средах. — Изв. РАН. Энергетика, 1992, № 2.
 4. Копиенфельс В., Штальман Ф. Практика конформных отображений. — М.: Изд-во иностр. лит., 1963.
 5. Иванов-Смоленский А.В., Абрамкин Ю.В., Власов А.И., Кузнецов В.А. Под ред. А.В. Иванова-Смоленского. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
 6. Демирчян К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. — М.: Высшая школа, 1986.
 7. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. — М.: Наука, 1987.
 8. Брук И.С. Теория асинхронного двигателя с массивным ротором. — Вестник эксперим. и теорет. электротехники, 1929, № 2.
 9. Кузевалов В.М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. — М.: Энергия, 1979.
 10. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. — М.: Наука, 1987.
 11. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. — М.: Высшая школа, 1989.
 12. Афанасьев А.А., Воробьев А.Н. Расчет магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя методом сопряжения конформных отображений. — Электричество, 1994, № 1.
 13. Аракелян А.К., Афанасьев А.А., Чиликин М.Г. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором. — М.: Энергия, 1977.
 14. Холоднокатаные электротехнические стали: Справочник. Под ред. Б.В. Молотилова. — М.: Металлургия, 1989.
 15. Коген-Далин В.В., Комаров Е.В. Расчет и испытание систем с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1977.

{21.04.98}

Авторы: Афанасьев Александр Александрович окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1962 г. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Совместная работа синхронной машины со статическим преобразователем частоты» в МЭИ. Зав. кафедрой управления и информатики в технических системах Чувашского госуниверситета (ЧГУ).

Воробьев Александр Николаевич окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ в 1982 г. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Численное математическое моделирование вентильно-машинных систем для регулируемого электропривода» в ЧГУ. Ассистент кафедры электропривода ЧГУ.

Математическая модель асинхронного конденсаторного двигателя в синхронно вращающихся координатах

МОЩИНСКИЙ Ю.А., КИСЕЛЕВА М.М.

Используя метод симметричных составляющих, разработана математическая модель однофазного асинхронного конденсаторного двигателя. Математическая модель записана в синхронно вращающихся в противоположные стороны с угловыми скоростями $\pm\omega_1$ координатах. Получено выражение для электромагнитного момента в предложенной системе координат. Приведены результаты расчета составляющих токов и моментов однофазного асинхронного двигателя АИРЕ63 В4.

Ключевые слова: однофазный конденсаторный двигатель, математическая модель, метод симметричных составляющих

Асинхронные однофазные конденсаторные двигатели (ОКД) широко применяются в электроприводах бытового назначения. В основном для ОКД используют двухфазные соединенные параллельно обмотки (рис. 1). При сравнительно невысоких требованиях к пусковому моменту применяют ОКД с одним рабочим конденсатором C_k , а при повышенных требованиях — с рабочим и пусковым конденсаторами, причем пусковой конденсатор C_p включает параллельно рабочему только на период пуска.

Массовое производство ОКД с улучшенными динамическими и энергетическими показателями требует расширения теоретических исследований в этой области; необходима, в частности, разработка новых математических моделей, позволяющих более детально исследовать электромеханические переходные процессы.

Однофазные конденсаторные двигатели относятся к несимметричным машинам. Несимметрия имеет место со стороны статорной цепи; ротор симметричный, короткозамкнутый. Для анализа установившихся режимов в основном используется метод симметричных составляющих [1]. Переходные процессы в ОКД в большинстве случаев описываются системой интеграл-дифференциальных уравнений в неподвижной

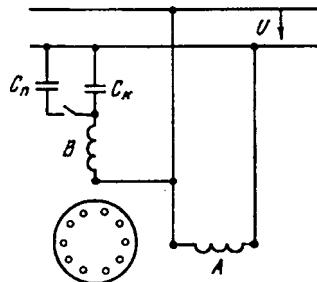


Рис. 1. Электрическая схема ОКД

A mathematical model of a single-phase induction capacitor motor has been developed using the symmetrical component method. The model is written in co-ordinate systems, synchronously rotating in opposite directions with the angular speed $\pm\omega_1$. An equation for the electromagnetic torque in the coordinate system proposed is obtained. Results of calculating current and torque components of a single-phase induction motor of type АИРЕ63 В4 are given.

Key words: single-phase induction capacitor motor, mathematical model, symmetrical components method

относительно статора ортогональной системе координат (α, β) [2]. Математические модели ОКД по методу симметричных составляющих в технической литературе по электромеханике отсутствуют.

Цель данной работы — создание математической модели по методу симметричных составляющих в синхронно вращающихся координатах, т.е. в координатах, вращающихся в противоположные стороны с синхронными скоростями $\pm\omega_1$.

Примем следующие допущения: напряжение, подводимое к двигателю, является синусоидальной функцией $u=U_m \sin(\omega_1 t)$; воздушный зазор между статором и ротором равномерный, зубчатость статора и ротора, а также насыщение магнитопровода учитываются введением эквивалентного воздушного зазора $\delta'=k_\mu k_\delta \delta$; магнитные потери в стали не учитываются; МДС и магнитные поля в воздушном зазоре, обусловленные обмотками статора и ротора, плоскопараллельны и распределены синусоидально; фазные обмотки статора сдвинуты в пространстве на 90° ; короткозамкнутая обмотка ротора заменена двумя эквивалентными обмотками; параметры фаз ста-

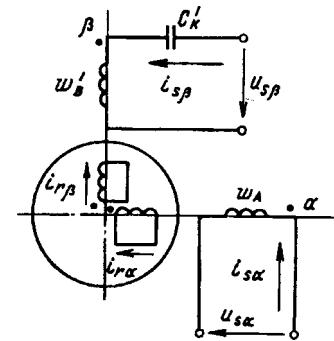


Рис. 2. Схема идеализированной модели ОКД

тора и ротора приведены к числу витков фазы A [3].

Идеализированная модель ОКД представлена на рис. 2. Она описывается следующей системой интегродифференциальных уравнений:

уравнения для фаз статора и ротора

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} + R_{s\alpha} i_{s\alpha}; \\ u_{s\beta} &= \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + R_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{1}{C'_k} \int i_{s\beta} dt; \\ 0 &= \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + R_r i_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta}; \\ 0 &= \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + R_r i_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha}; \end{aligned} \quad (1)$$

уравнение движения

$$J_r \frac{d\omega_r}{dt} = M_{\text{эм}} - M_c; \quad (2)$$

уравнение электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = pM (i_{s\alpha} i_{r\beta} - i_{s\beta} i_{r\alpha}); \quad (3)$$

уравнение для потокосцеплений

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{s\alpha} i_{s\alpha} + M i_{r\alpha}; \quad \psi_{r\alpha} = M i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}; \\ \psi_{s\beta} &= L_{s\beta} i_{s\beta} + M i_{r\beta}; \quad \psi_{r\beta} = M i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $\psi_{s(\alpha,\beta)}$, $\psi_{r(\alpha,\beta)}$, $i_{s(\alpha,\beta)}$, $i_{r(\alpha,\beta)}$ — потокосцепления и токи соответственно статорной (s) и роторной (r) обмоток в осях (α, β); $R_{s\alpha}=R_{s\beta}$, $R_{s\beta}=\frac{R_{s\beta}}{k^2}$, R_r — приведенные активные сопротивления фаз обмоток статора и ротора; $L_{s\alpha}=L_{s\beta}$, $L_{s\beta}=\frac{L_{s\beta}}{k^2}$, L_r — приведенные полные индуктивности фаз статора и ротора; M — взаимоиндуктивность между фазами статора и ротора; $k=(k_{0B} w_B)/(k_{0A} w_A)$ — коэффициент трансформации (отношение эффективных чисел витков фаз B и A); $C'_k=C_k k^2$ — емкость конденсатора, приведенная к числу витков фазы A ; p — число пар полюсов двигателя; J_r — суммарный момент инерции вращающихся масс; ω_r — электрическая угловая частота вращения ротора; $M_{\text{эм}}$ — электромагнитный момент; M_c — момент нагрузки на валу двигателя; $u_{s\alpha}=\sqrt{2} U \sin(\omega_1 t)$ — напряжение на фазе статора A ; $u_{s\beta}=u_{s\alpha}/k$ — приведенное напряжение в цепи фазы B . Система уравнений (1)–(4) в отличие от системы, приведенной в [2], не содержит коэффициента трансформации в уравнениях движения (2) и потокосцеплений (4).

Для удобства записи представим (1) в матричной форме:

$$[u_{\alpha\beta}] = [Z_{\alpha\beta}] [I_{\alpha\beta}]; \quad (5)$$

$$\begin{vmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_{s\alpha} + L_{s\alpha} D & MD & 0 & i_{s\alpha} \\ 0 & R_{s\beta} + L_{s\beta} + 1/C'_k D & MD & i_{s\beta} \\ MD & M\omega_r & R_r + L_r D & i_{r\alpha} \\ -M\omega_r & MD & -L_r \omega_r & R_r + L_r D \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{vmatrix},$$

где $D=\frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования; $\frac{1}{D}=\int dt$ — оператор интегрирования.

Преобразуем (5) в систему уравнений для симметричных составляющих аналогично тому, как это сделано в [4]. Переход осуществим с помощью комплексной матрицы $[C]$, определяющей преобразование токов ОКД в осях (α, β) к симметричным составляющим (p, n):

$$[I_{\alpha\beta}] = [C][I_{pn}]; \quad [C] = \text{diag} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \right\}, \quad (6)$$

где $[I_{pn}] = [I_{sp}, I_{sn}, I_{rp}, I_{rn}]^t$ — векторы в координатах (p, n). Формулы преобразования векторов напряжений и матрицы сопротивлений имеют вид:

$$[U_{pn}] = \frac{1}{2} [\bar{C}]^t [U_{\alpha\beta}]; \quad [Z_{pn}] = \frac{1}{2} [\bar{C}]^t [Z_{\alpha\beta}] [C], \quad (7)$$

где t — символ транспонирования матрицы; $[\bar{C}]$ — комплексно-сопряженная матрицы; p и n — относятся соответственно к прямой и обратной последовательностям.

В результате система уравнений для симметричных составляющих в матричной форме будет такой:

$$[U_{pn}] = [Z_{pn}] [I_{pn}], \quad (8)$$

где

$$[U_{pn}] = [U_{sp}, U_{sn}, 0, 0]^t.$$

Перейдем от системы (8), записанной для временных векторов, к системе уравнений для пространственных векторов, учитывая, что пространственные векторы прямой последовательности равны соответствующим времененным векторам прямой последовательности, а пространственные векторы обратной последовательности — соответствующим комплексно-сопряженным векторам обратной последовательности. В результате преобразований получим следующую систему:

для пространственных векторов прямой последовательности

$$\begin{aligned} \dot{U}_{sp} &= R_{A1} \dot{I}_{sp} + L_{A1} D \dot{I}_{sp} + M D \dot{I}_{rp} + \dot{U}_{kp} + \\ &+ R_{A2} \dot{I}_{sn} + L_{A2} D \dot{I}_{sn} - \dot{U}_{kn}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$0 = M (D + j\omega_r) \dot{I}_{sp} + (R_r + L_r D + j\omega_r L_r) \dot{I}_{rp};$$

для пространственных векторов обратной по-

следовательности

$$\begin{aligned} \dot{U}_{sn} &= R_{A1} \dot{I}_{sn} + L_{A1} D \dot{I}_{sn} + M D \dot{I}_{rn} + \dot{U}_{kn} + \\ &+ R_{A2} \dot{I}_{sp} + L_{A2} D \dot{I}_{sp} - \dot{U}_{kp} ; \end{aligned} \quad (10)$$

$$0 = M(D - j\omega_r) \dot{I}_{sn} + (R_r + L_r D - j\omega_r L_r) \dot{I}_{rn} ,$$

где $\dot{U}_{kp} = \dot{I}_{sp}/C''_k D$, $\dot{U}_{kn} = \dot{I}_{sn}/C''_k D$ — напряжения на конденсаторе для прямой и обратной последовательностей; $R_{A1} = (R_{s\alpha} + R_{s\beta})/2$; $R_{A2} = (R_{s\alpha} - R_{s\beta})/2$; $L_{A1} = (L_{s\alpha} + L_{s\beta})/2$; $L_{A2} = (L_{s\alpha} - L_{s\beta})/2$ — активные и индуктивные сопротивления, обусловленные неравенством чисел витков и диаметров обмоточных проводов; $C''_k = 2C'_k$.

Системы (9) и (10) можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{sp} &= R_{A1} \dot{I}_{sp} + D \dot{\Psi}_{sp} + \dot{U}_{kp} - \dot{U}_{kn} + R_{A2} \dot{I}_{sn} ; \\ 0 &= I_{rp} R_r + D \dot{\Psi}_{rp} + j\omega_r \dot{\Psi}_{rp} ; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{sn} &= R_{A1} \dot{I}_{sn} + D \dot{\Psi}_{sn} + \dot{U}_{kn} - \dot{U}_{kp} + R_{A2} \dot{I}_{sp} ; \\ 0 &= \dot{I}_{rn} R_r + D \dot{\Psi}_{rn} - j\omega_r \dot{\Psi}_{rn} , \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$\dot{\Psi}_{sp} = L_{A1} \dot{I}_{sp} + M \dot{I}_{rp} + L_{A2} \dot{I}_{sn} ;$$

$$\dot{\Psi}_{sn} = L_{A1} \dot{I}_{sn} + M \dot{I}_{rn} + L_{A2} \dot{I}_{sp} ;$$

$$\dot{\Psi}_{r(p,n)} = M \dot{I}_{s(p,n)} + L_r \dot{I}_{r(p,n)} .$$

Электромагнитный момент, выраженный через симметричные составляющие, имеет вид [4]:

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= pM \text{Jm} [(\dot{I}_{rp} + \dot{I}_{rn}) (\dot{I}_{sp} + \dot{I}_{sn})] = pM \text{Jm} [(\dot{I}_{rp} \dot{I}_{sp} + \\ &+ \dot{I}_{rn} \dot{I}_{sn} + \dot{I}_{rn} \dot{I}_{sn} + \dot{I}_{rp} \dot{I}_{sn} + \dot{I}_{rn} \dot{I}_{sp})] . \end{aligned} \quad (13)$$

Перейдем от систем (11)–(12), записанных в неподвижных координатах (α, β) , к двум координатным системам (u_1, v_1) и (u_2, v_2) , вращающимся в противоположные стороны с синхронными угловыми скоростями ω_1 и $-\omega_1$. Для приведения системы (11) к координатам (u_1, v_1) умножим все ее члены на оператор поворота координатных осей $e^{-j\omega_1 t}$, а для приведения системы (12) к координатам (u_2, v_2) умножим все ее члены на оператор поворота $e^{j\omega_1 t}$.

В результате преобразований (см. [4]) получим следующие системы дифференциальных уравнений:

в синхронных координатах (u_1, v_1)

$$\dot{U}_{su} = R_{A1} \dot{I}_{su} + D \dot{\Psi}_{su} + j\omega_1 \dot{\Psi}_{su} + \dot{U}_{ku} - \dot{U}_{kv} + R_{A2} \dot{I}_{sv} ;$$

$$0 = R_r \dot{I}_{ru} + D \dot{\Psi}_{ru} + j(\omega_1 - \omega_r) \dot{\Psi}_{ru} ; \quad (14)$$

$$\begin{aligned} D \dot{U}_{ku} &= \dot{I}_{su}/C''_k + j\omega_1 \dot{U}_{ku} ; \\ \text{в синхронных координатах } (u_2, v_2) \end{aligned}$$

$$\dot{U}_{sv} = R_{A1} \dot{I}_{sv} + D \dot{\Psi}_{sv} - j\omega_1 \dot{\Psi}_{sv} + \dot{U}_{kv} - U_{ku} + R_{A2} I_{su} ;$$

$$0 = R_r \dot{I}_{rv} + D \dot{\Psi}_{rv} + j(\omega_1 + \omega_r) \dot{\Psi}_{rv} ; \quad (15)$$

$$D \dot{U}_{kv} = \dot{I}_{sv}/C''_k - j\omega_1 \dot{U}_{kv} .$$

Здесь индексами u и v обозначены переменные в координатах (u_1, v_1) и (u_2, v_2) соответственно.

Разложив векторы переменных $U_{s(u,v)}$, $\dot{\Psi}_{s(u,v)}$ и $\dot{\Psi}_{r(u,v)}$ на составляющие по вещественным и мнимым осям (u, jv)

$$\dot{\Psi}_{s(u,v)} = \psi_{s(u1,u2)} + j\psi_{s(v1,v2)} ;$$

$$\dot{\Psi}_{r(u,v)} = \psi_{r(u1,u2)} + j\psi_{r(v1,v2)} ;$$

$$\dot{I}_{s(u,v)} = i_{s(u1,u2)} + j i_{s(v1,v2)} ;$$

$$\dot{I}_{r(u,v)} = i_{r(u1,u2)} + j i_{r(v1,v2)} ;$$

$$\dot{U}_{s(u,v)} = u_{s(u1,u2)} + j u_{s(v1,v2)} ;$$

$$\dot{U}_{k(u,v)} = u_{k(u1,u2)} + j u_{k(v1,v2)} ,$$

и подставив их в систему (14), после разделения действительных и мнимых частей получим следующие системы уравнений в координатах $(u_{1,2}, v_{1,2})$, вращающихся с угловыми скоростями $\pm\omega_1$:

в координатах (u_1, v_1)

$$\begin{aligned} u_{su1} &= R_{A1} i_{su1} + \frac{d\psi_{su1}}{dt} - \omega_1 \psi_{sv1} + u_{ku1} + u_{kv2} + R_{A2} i_{su2} ; \\ u_{sv1} &= R_{A1} i_{sv1} + \frac{d\psi_{sv1}}{dt} + \omega_1 \psi_{su1} + u_{kv1} - u_{kv2} - R_{A2} i_{sv2} ; \\ 0 &= R_r i_{ru1} + \frac{d\psi_{ru1}}{dt} - (\omega_1 - \omega_r) \psi_{rv1} ; \\ 0 &= R_r i_{rv1} + \frac{d\psi_{rv1}}{dt} + (\omega_1 - \omega_r) \psi_{ru1} ; \\ i_{su1} &= \frac{i_{su1}}{C''_k} - \omega_1 u_{kv1} ; \\ u_{kv1} &= \frac{i_{sv1}}{C''_k} + \omega_1 u_{ku1} ; \end{aligned} \quad (16)$$

в координатах (u_2, v_2)

$$\begin{aligned} u_{su2} &= R_{A2} i_{su2} + \frac{d\psi_{su2}}{dt} + \omega_1 \psi_{sv2} + u_{ku2} + u_{kv1} - R_{A2} i_{su1} ; \\ u_{sv2} &= R_{A2} i_{sv2} + \frac{d\psi_{sv2}}{dt} - \omega_1 \psi_{su2} + u_{kv2} - u_{kv1} + R_{A2} i_{sv1} ; \\ 0 &= R_r i_{ru2} + \frac{d\psi_{ru2}}{dt} + (\omega_1 + \omega_r) \psi_{rv2} ; \\ 0 &= R_r i_{rv2} + \frac{d\psi_{rv2}}{dt} - (\omega_1 + \omega_r) \psi_{ru2} ; \\ u_{ku2} &= \frac{i_{su2}}{C''_k} + \omega_1 u_{kv2} ; \\ u_{kv2} &= \frac{i_{sv2}}{C''_k} - \omega_1 u_{ku2} , \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$u_{su1} = u_{su2} = U_m/2; u_{sv1} = u_{sv2} = -U_m/2k, U_m = \sqrt{2} U;$$

$$\psi_{s(u1,u2)} = L_{A1} i_{s(u1,u2)} + M_{i_r(u1,u2)} \pm L_{A2} i_{s(u1,u2)};$$

$$\psi_{s(v1,v2)} = L_{A1} i_{s(v1,v2)} + M_{i_r(v1,v2)} \mp L_{A2} i_{s(v1,v2)};$$

$$\psi_{r(u,v)} = L_r i_{r(u,v)} + M_{i_s(u,v)}; (u, v) = (u1, v1) \vee (u2, v2).$$

Выражение для электромагнитного момента согласно [4] можно представить в виде

$$M_{\text{эм}} = M_1 + M_2 + M_p, \quad (18)$$

где

$$M_1 = pM (i_{ru1} i_{sv1} - i_{rv1} i_{su1})$$

— вращающий момент, обусловленный взаимодействием токов прямой последовательности;

$$M_2 = pM (i_{ru2} i_{sv2} - i_{rv2} i_{su2})$$

— тормозной момент, обусловленный взаимодействием токов обратной последовательности;

$$M_p = pM \left\{ [(i_{ru1} i_{sv2} - i_{rv1} i_{su2}) + (i_{ru2} i_{sv1} - i_{rv2} i_{su1})] \times \cos(2\omega_1 t) + [i_{ru2} i_{sv1} + i_{rv2} i_{su1}] - (i_{ru1} i_{su2} + i_{rv1} i_{sv2})] \sin(2\omega_1 t) \right\}$$

— пульсирующий момент, обусловленный взаимодействием токов прямой и обратной последовательностей.

Дополнив системы (16)–(18) уравнением движения (2), получим полную математическую модель ОКД по методу симметричных составляющих в синхронно вращающихся координатах $(u_1, v_1), (u_2, v_2)$. Она содержит 13 нелинейных дифференциальных уравнений и может быть решена с помощью ЭВМ. Для примера моделировался процесс пуска ($M_c = 0,5 \text{ Н}\cdot\text{м}$) серийного однофазного конденсаторного двигателя 4АИРЕ63В4 мощностью $P_{2H} = 250 \text{ кВт}$ и частотой вращения ротора $n_r = 1387 \text{ об}/\text{мин}$.

Исходные данные для моделирования ОКД: напряжение $U = 220 \text{ В}$, номинальный ток $I_n = 2,1 \text{ А}$, номинальный момент $M_n = 1,8 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

Параметры фаз статора: $R_{sA} = 22,6 \text{ Ом}$, $L_{sA} = 1,27 \text{ Гн}$, $R_{sB} = 26 \text{ Ом}$, $L_{sB} = k^2 L_{sA}$, $C_k = 16 \text{ мкФ}$, $k = 0,93$, $M = 1,05 \text{ Гн}$, $p = 2$.

Параметры ротора: $R_r = 35,14 \text{ Ом}$, $L_r = 1,16 \text{ Гн}$, $J_r = 0,0022 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

На рис. 3 представлены зависимости угловой скорости ω_r и составляющих электромагнитного момента M_1 , M_2 и M_p от времени. Как следует из рисунка, пульсирующий момент, постепенно нарастающий, достигает амплитудных значений, которые превосходят в установившемся режиме в

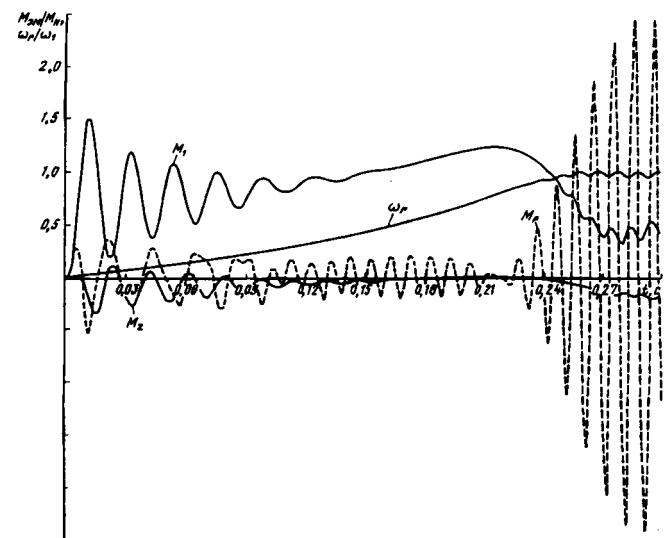


Рис. 3. Симметричные составляющие электромагнитного момента M_1 , M_2 , M_p и угловой скорости в относительных единицах в зависимости от времени в процессе пуска

3–4 раза вращающий момент M_1 , и вызывает колебания угловой частоты вращения.

На рис. 4 показаны зависимости симметричных составляющих токов от времени. Токи изменяются менее резко и сходятся к постоянным значениям, поскольку имеют нулевую частоту, что характерно для синхронно вращающихся координат и более удобно для анализа. Токи и моменты по окончании пуска сходятся к их установившимся значениям, которые рассчитываются по известным схемам замещения для симметричных составляющих [1].

На рис. 5 представлены зависимости моментов M_1 , M_2 и M_p от времени при пуске ОКД ($M_c = M_n$) с пусковой емкостью $C_p = 3C_k$, которая отключается при $t = 0,1 \text{ с}$. Как видно из рисунка,

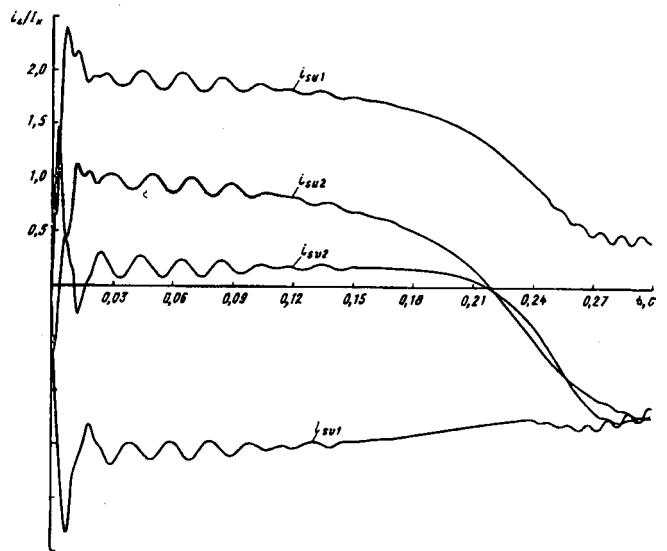


Рис. 4. Симметричные составляющие токов i_{su1} , i_{sv1} , i_{su2} , i_{sv2} , i_{sv1} в относительных единицах в зависимости от времени в процессе пуска

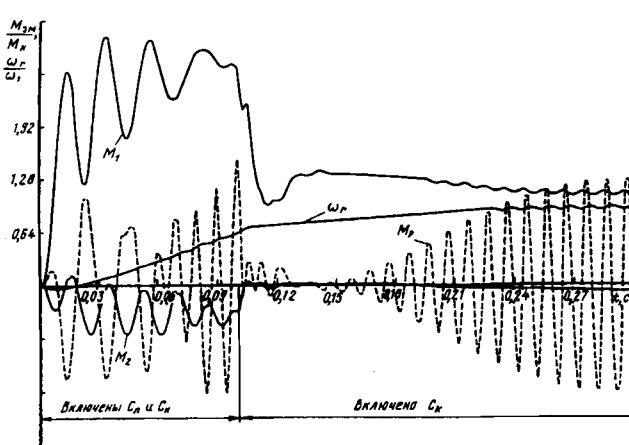


Рис. 5. Симметричные составляющие электромагнитного момента M_1 , M_2 , M_p и угловой скорости в относительных единицах в зависимости от времени при включении пусковой емкости $C_p = 3C_k$

ударный пусковой момент M_1 примерно в 3 раза превышает номинальный.

Токи в фазах A и B могут быть найдены как проекции результирующего вектора тока статора $I_s = I_{su} e^{j\omega_1 t} + I_{sv} e^{-j\omega_1 t}$ на оси этих фаз:

$$i_A = i_{su1} \cos(\omega_1 t) + i_{sv1} \sin(\omega_1 t) + \\ + i_{su2} \cos(\omega_1 t) - i_{sv2} \sin(\omega_1 t); \quad (19)$$

$$i_B = k [i_{su1} \sin(\omega_1 t) - i_{sv1} \cos(\omega_1 t) - \\ - i_{su2} \sin(\omega_1 t) - i_{sv2} \cos(\omega_1 t)]. \quad (20)$$

На основе полученной модели могут быть рассчитаны энергетические процессы в переходных режимах:

для прямой последовательности [5]

$$P_1 = u_{su1} i_{su1} + u_{sv1} i_{sv1}; \quad Q_1 = -u_{su1} i_{sv1} + u_{sv1} i_{su1}; \\ S_1 = \sqrt{u_{su1}^2 + u_{sv1}^2} \sqrt{i_{su1}^2 + i_{sv1}^2}; \quad (21)$$

для обратной последовательности

$$P_2 = u_{su2} i_{su2} + u_{sv2} i_{sv2}; \quad Q_2 = -u_{su2} i_{sv2} + u_{sv2} i_{su2};$$

$$S_2 = \sqrt{u_{su2}^2 + u_{sv2}^2} \sqrt{i_{su2}^2 + i_{sv2}^2}. \quad (22)$$

Здесь $P_{1,2}$, $Q_{1,2}$, $S_{1,2}$ — соответственно активная, реактивная и полная мощности для прямой и обратной последовательностей.

Таким образом, полученная модель однофазного конденсаторного двигателя в синхронно вращающихся координатах (u_1, v_1) , (u_2, v_2) позволяет получить более подробную информацию о составляющих моментов, токов и мощностей в динамических режимах по сравнению с известными моделями в осях (α, β) и исследовать их влияние на переходные процессы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. — М.: Энергия, 1980.
2. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1994.
3. Беспалов В.Я., Мошинский Ю.А. О преобразовании системы симметричных дифференциальных уравнений электрических машин с магнитной и электрической несимметрией. — Электричество, 1984, № 1.
4. Мошинский Ю.А., Бессмертных Н.А. Математическая модель однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением. — Электричество, 1997, № 12.
5. Копылов И.П., Мошинский Ю.А., Бессмертных Н.А. Активные и реактивные мощности однофазных асинхронных двигателей в динамических режимах. — Электротехника, 1995, № 11.

[22.05.98]

Авторы: Мошинский Юрий Анатольевич окончил в 1965 г. электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ). В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование синхронного двигателя с постоянными магнитами с асинхронно-гистерезисным пуском». Доцент кафедры электромеханики МЭИ.

Киселева Марина Михайловна получила степень бакалавра технических наук по электромеханике в 1996 г. Магистрант кафедры электромеханики МЭИ.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала «Электричество» предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала

Справки по телефону 928-8869

Адаптивное управление трехфазным вентильным преобразователем

ТЕРЕШКОВ В.В., АВАНЕСОВ В.М.

Описан метод адаптивного управления трехфазным инвертором с применением адаптивного регулятора. В регуляторе используется метод подстройки дискретных передаточных функций по методу наименьших квадратов, алгоритм адаптации использует рекуррентную процедуру Уидроу—Хоффа в реальном времени. Метод управления поясняется вариантом построения системы управления для одной фазы, приведены результаты математического моделирования системы, которые дополняются временными диаграммами пускового и установившегося режимов.

Ключевые слова: трехфазный преобразователь, адаптивное управление, адаптивный регулятор, алгоритм адаптации, процедура Уидроу—Хоффа, математическое моделирование

Общие положения. Задача бесперебойного электроснабжения ответственных потребителей определила направление разработки систем гарантированного электроснабжения (СГЭ), обеспечивающих качество и надежность электропитания.

Перспективным направлением в разработке трехфазных СГЭ является применение трехфазных автономных инверторов с передачей энергии на высокой частоте. На рис. 1 приведена функциональная схема трехфазного инвертора с промежуточным высокочастотным преобразованием [1]. Высокочастотный инвертор выполнен на основе ключевых элементов $K1-K4$, в диагональ которых включена первичная обмотка импульсного трансформатора T . Ключевые элементы $K5-K10$ образуют синхронный выпрямитель, который совместно со стягивающими фильтрами фаз ($L_a, C_a, L_b, C_b, L_c, C_c$) формирует кривые выходных напряжений для фаз A, B, C .

Моделирование преобразователя электроэнергии с использованием операторно-рекуррентного метода [2] позволило использовать переходные и установившиеся режимы. Установление ана-

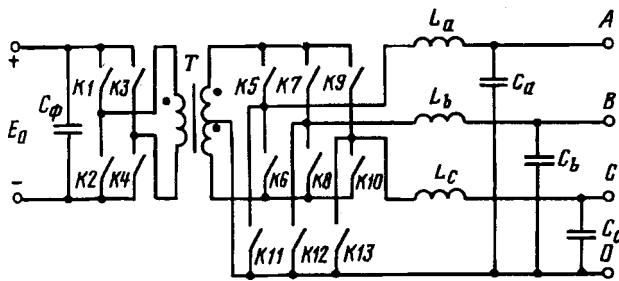


Рис. 1. Принципиальная схема трехфазного автономного инвертора с промежуточным высокочастотным преобразованием

A method for an adaptive control of a three-phase inverter with an adaptive regulator is described. The regulator is based on a method of tuning discrete transfer functions by the least square method. The adaptation algorithm is based on using the Widrow—Hoff recurrent procedure in real time scale. The control method is illustrated by a variant of controlling for one phase. Results of mathematical simulation of a system are given. These results are supplemented by time diagrams of starting and steady-state regimes.

Ключевые слова: three-phase inverter, adaptive regulator, algorithm of adaptation, mathematical simulation

литической зависимости выходных параметров преобразователя от параметров широтно-импульсной модуляции (ШИМ), что необходимо при синтезе систем управления (СУ), традиционными методами проблематично. Использование в СУ методов адаптации позволяет получить существенное преимущество при управлении силовыми преобразователями, имеющими неявно выраженные внутренние связи. Адаптивные системы управления (АдСУ) предполагают выполнение определенного количества вычислений, что требует применения микропроцессоров. Таким образом, управление трехфазным силовым преобразователем электроэнергии, имеющим сложную внутреннюю структуру, целесообразно с использованием алгоритмов адаптивного управления с реализацией их в микропроцессорных системах.

Математическая модель системы преобразования электроэнергии. Математическая модель системы «регулятор—преобразователь» поясняется структурной схемой на рис. 2. При правильной настройке регулятора отклик преобразователя точно равен ведущему сигналу, т.е.

$$Y_n = F_n, \quad (1)$$

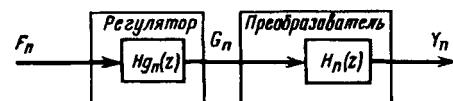


Рис. 2. Структурная схема системы преобразования электроэнергии: Y_n — вектор отклика преобразователя; F_n — вектор ведущего сигнала; G_n — вектор управления преобразователя; $H_n(z)$ — матричная дискретная передаточная функция преобразователя по входам управления; $Hg_n(z)$ — матричная ДПФ регулятора; n — индекс дискретного времени

где \mathbf{Y}_n , \mathbf{F}_n — векторы-столбцы мгновенных значений соответственно отклика и ведущего сигнала в дискретный момент времени n .

Основа преобразователя — вентили, состояния которых характеризуются как «открыто» и «закрыто» в течение определенных интервалов времени. Управляющее воздействие (управление) для i -й фазы на n -м интервале ШИМ можно представить в виде вектора управления $\mathbf{G}_{in} = \| g_{i1n} \ g_{i2n} \|^\top$ [3].

Векторы отклика $\mathbf{Y}_n(z)$ и управления $\mathbf{G}_n(z)$ преобразователя в n -й момент времени, записанные в z -формах, связаны следующим векторно-матричным уравнением:

$$\mathbf{Y}_n(z) = \mathbf{H}_n^\top(z) \cdot \mathbf{G}_n(z), \quad (2)$$

где $\mathbf{H}_n^\top(z)$ — матричная дискретная передаточная функция преобразователя; « \top » — символ транспонирования.

Индекс n подразумевает, что матрица $\mathbf{H}_n(z)$ не является стационарной и изменяется вместе с параметрами нагрузки преобразователя. Векторы управления преобразователя $\mathbf{G}_n(z)$ и ведущего сигнала $\mathbf{F}(z)$ связаны следующим уравнением:

$$\mathbf{G}_n(z) = \mathbf{Hg}_n^\top(z) \cdot \mathbf{F}(z); \quad (3)$$

$$\mathbf{F}(z) = \| f_1(z) \ f_2(z) \ f_3(z) \|^\top, \quad (4)$$

при этом $f_1(z) \dots f_3(z)$ — z -изображения левосторонних последовательностей отсчетов ведущего сигнала.

Вектор $\mathbf{F}(z)$ является стационарным, т.е. в процессе изменения нагрузок он не меняется. Матричная дискретная передаточная функция (ДПФ) регулятора набирается из ДПФ цифровых фильтров [4] и определяется при адаптации:

$$\mathbf{H}_n(z) = \begin{vmatrix} \mathbf{H}_{11n}(z) & \mathbf{H}_{12n}(z) & \mathbf{H}_{13n}(z) \\ \mathbf{H}_{21n}(z) & \mathbf{H}_{22n}(z) & \mathbf{H}_{23n}(z) \\ \mathbf{H}_{31n}(z) & \mathbf{H}_{32n}(z) & \mathbf{H}_{33n}(z) \end{vmatrix}, \quad (5)$$

где $\mathbf{H}_{ijn}^\top(z) = \| h_{ij1n}(z) \ h_{ij2n}(z) \|$ — блочная матрица ДПФ элементарных цифровых фильтров между i -ми, j -ми входами и j -ми выходами на n -м шаге; $i=1 \dots 3$; $j=1 \dots 3$:

$$\| \mathbf{Hg}_n(z) \| = \begin{vmatrix} \mathbf{Hg}_{11n}(z) & \mathbf{Hg}_{12n}(z) & \mathbf{Hg}_{13n}(z) \\ \mathbf{Hg}_{21n}(z) & \mathbf{Hg}_{22n}(z) & \mathbf{Hg}_{23n}(z) \\ \mathbf{Hg}_{31n}(z) & \mathbf{Hg}_{32n}(z) & \mathbf{Hg}_{33n}(z) \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где $\mathbf{Hg}_{ijn}(z) = \| h_{ij1n}(z) \ h_{ij2n}(z) \|$ — блочная матрица ДПФ элементарных цифровых фильтров между i -ми входами и i -ми и j -ми выходами

на n -м шаге; $i=1 \dots 3$; $j=1 \dots 3$.

Цифровые фильтры (ЦФ) регулятора являются устройствами с перестраиваемой структурой или адаптивными фильтрами (АдФ) и на n -м шаге описываются ДПФ $hg_n(z)$ следующего вида:

$$hg_n(z) = \frac{b_{0n} + b_{1n}z^{-1} + \dots + b_{Ln}z^{-L}}{1 + a_{1n}z^{-1} + \dots + a_{Ln}z^{-L}}, \quad (7)$$

где a_{Ln} , b_{Ln} — коэффициенты АдФ на n -м шаге; L — порядок АдФ.

Между ДПФ АдФ и вектором коэффициентов существует следующая взаимосвязь:

$$q_n = \| b_{0n} \ b_{1n} \dots b_{Ln} \ a_{1n} \dots a_{Ln} \|^\top \leftrightarrow hg_n(z). \quad (8)$$

Матрицу весовых коэффициентов АдФ регулятора на n -м шаге управления с использованием запишем в виде блочных форм:

$$\mathbf{Q}_n = \begin{vmatrix} \mathbf{Q}_{11n} & \mathbf{Q}_{12n} & \mathbf{Q}_{13n} \\ \mathbf{Q}_{21n} & \mathbf{Q}_{22n} & \mathbf{Q}_{23n} \\ \mathbf{Q}_{31n} & \mathbf{Q}_{32n} & \mathbf{Q}_{33n} \end{vmatrix}, \quad (9)$$

где $\mathbf{Q}_{ijn} = \| q_{ij1n} \ q_{ij2n} \|$.

Дискретно-операторные формы записи для отклика и управления являются односторонним (левосторонним) z -преобразованием соответствующих последовательностей:

$$Y_{in}(z) = Z\{\bar{Y}_{in}\} = \sum_{k=n-L}^n Y_{ik} z^{-k}; \quad (10)$$

$$g_{ijn}(z) = Z\{\bar{g}_{ijn}\} = \sum_{k=n-L}^n g_{ijk} z^{-k}, \quad (11)$$

где $Z\{\dots\}$ — z -преобразование последовательности; Y_{in} и \bar{g}_{ijn} — последовательности отсчетов.

Представим элементы вектора ведущего сигнала \mathbf{F} в формах последовательностей (блочная форма записи) в виде:

$$\bar{\mathbf{F}} = \| \bar{\mathbf{F}}_1 \ \bar{\mathbf{F}}_2 \ \bar{\mathbf{F}}_3 \|^\top; \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{F}}_i = \| f_{i,-L} \ f_{i,-L+1} \dots f_{i0} \|^\top, \quad (13)$$

где $\bar{\mathbf{F}}_i$ — последовательность отсчетов элементов вектора ведущего сигнала по i -му входу.

С учетом уравнений (12) и (13) получен вектор управления преобразователя в виде

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{Q}_n^\top \cdot \bar{\mathbf{F}} = \begin{vmatrix} \sum_{i=1}^3 \mathbf{q}_{i1n}^\top \cdot \bar{\mathbf{F}}_i \\ \sum_{i=1}^3 \mathbf{q}_{i2n}^\top \cdot \bar{\mathbf{F}}_i \\ \dots \\ \sum_{i=1}^3 \mathbf{q}_{i3n}^\top \cdot \bar{\mathbf{F}}_i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mathbf{q}_{11n} \\ \mathbf{q}_{21n} \\ \dots \\ \mathbf{q}_{31n} \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Последнее уравнение представляет собой математическую модель регулятора. Элементы составляющих матрицы регулятора Q_n обусловливаются в процессе работы системы. Определяя вектор отклика как произведение матрицы ДПФ преобразователя, записанную в формах весовых коэффициентов на вектор последовательностей управлений, получим:

$$Y_n = \| Y_{1n} \ Y_{2n} \ Y_{3n} \|^\top = H_n^\top \cdot \bar{G}_n =$$

$$= \left\| \begin{array}{c} \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^3 h_{i1jn}^\top \cdot \bar{g}_{ij_n} \\ \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^3 h_{i2jn}^\top \cdot \bar{g}_{ij_n} \\ \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^3 h_{i3jn}^\top \cdot \bar{g}_{ij_n} \end{array} \right\|, \quad (15)$$

где h_{ijkn} — вектор весовых коэффициентов ДПФ элементарных цифровых фильтров преобразователя; \bar{g}_{ij_n} — вектор последовательности отсчетов управления;

$$\bar{g}_{ij_n} = \| g_{ij(n-L)} \ g_{ij(n-L+1)} \ \dots \ g_{ijn} \|^\top. \quad (16)$$

Уравнение (16) представляет собой математическую модель преобразователя, полученную в матричной форме.

Отклик системы в n -й момент времени получен подстановкой в уравнение (15) выражения (14):

$$Y_n = \| Y_{1n} \ Y_{2n} \ Y_{3n} \|^\top = H_n^\top \cdot (Q_n^\top \cdot F_n). \quad (17)$$

Элементы, составляющие матрицу произведений весовых коэффициентов элементарных ЦФ преобразователя и регулятора являются сверткой двух периодических последовательностей [5]. С учетом матричных тождеств имеем:

$$Y_n = Q_n \cdot H_n \cdot F_n =$$

$$= \left\| \begin{array}{c} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i1jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i1jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i1jn} \\ \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i2jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i2jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i2jn} \\ \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i3jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i3jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i3jn} \end{array} \right\| \times$$

$$\times \left\| \begin{array}{c} f_{1n} \\ f_{2n} \\ f_{3n} \end{array} \right\|. \quad (18)$$

Для достижения цели управления необходимо, чтобы отклик системы в точности повторял ведущий сигнал, т.е. необходимо обеспечить равенство (1). Тогда произведение матриц весовых коэффициентов регулятора и преобразователя есть единичная матрица (случай идеального сложения):

$$Q_n \cdot H_n = I, \quad (19)$$

где I — единичная матрица.

Для выполнения условия (19) необходимо, чтобы

$$\left\| \begin{array}{c} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i1jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i1jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i1jn} \\ \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i2jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i2jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i2jn} \\ \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{1ijn} \cdot h_{i3jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{2ijn} \cdot h_{i3jn} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 q_{3ijn} \cdot h_{i3jn} \end{array} \right\| =$$

$$= \left\| \begin{array}{c} 1 \ 0 \ 0 \\ 0 \ 1 \ 0 \\ 0 \ 0 \ 1 \end{array} \right\|. \quad (20)$$

Последнее уравнение является необходимым и достаточным условием настройки регулятора. Его решение обычными методами затруднительно: для этого необходимо проводить полную идентификацию преобразователя как объекта управления. Решение имеет место при адаптивной настройке матрицы весовых коэффициентов, тогда ошибка (вектор ошибки) между откликом и ведущим сигналом стремится к минимуму. С другой стороны, работа преобразователя при изменении нагрузок как по величине, так и по характеру (равномерности и реактивности) подразумевает наличие достаточно совершенного регулятора, который мог бы компенсировать флюктуации нагрузки. Достигнуть этого можно при использовании алгоритмов адаптации в совокупности с машинными методами расчетов.

Синтез регулятора. Цель управления — получение единичной матрицы системы «регулятор—преобразователь». При этом структура системы преобразования электроэнергии не меняется: отличия состоят лишь в методах отыскания необходимых значений параметров регулятора. На рис. 3 приведена структурная схема системы с адаптивным регулятором. Обработка ошибки E_n в соответствии с алгоритмом адаптации приводит к получению единичной матричной ДПФ системы.

Для получения модели процесса настройки регулятора определимся со степенью влияния элементов вектора управления на вектор отклика

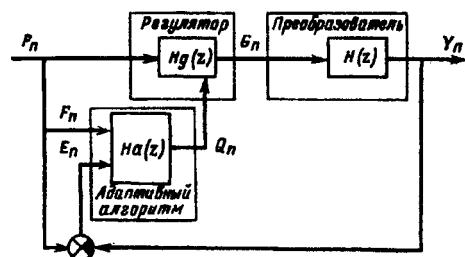


Рис. 3. Структурная схема системы преобразования электроэнергии с адаптивным параметрически настраиваемым регулятором: $Hg(z)$ — матричная ДПФ устройства адаптивной (параметрической) настройки; E_n — вектор ошибки отклика преобразователя; Q_n — матрица весовых коэффициентов силового преобразователя

системы. Из рис. 1 видно, что вентили K_5 , K_6 и K_{11} , осуществляя коммутацию импульсного напряжения вторичной обмотки трансформатора в соответствии со значением вектора G_1 , непосредственно формируют напряжение фазы A и оказывают влияние на формирование напряжений других фаз. Допустим, что ошибка отклика каждой из фаз (элементы вектора ошибки $E = \|\varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon_3\|^T$) воздействует на соответствующие элементы вектора управления:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &\xrightarrow{\text{корректирует}} G_1; \\ \varepsilon_2 &\xrightarrow{\text{корректирует}} G_2; \\ \varepsilon_3 &\xrightarrow{\text{корректирует}} G_3. \end{aligned} \quad (21)$$

На первый взгляд может показаться, что при таком взаимодействии ошибки отклика с управлением теряется часть данных о динамике преобразователя, однако в действительности процесс замыкается при настройке соответствующих АдФ.

С учетом степени влияния составляющих вектора ошибки (21) получена модель настройки адаптивного регулятора.

Вектор ошибки отклика в n -й момент времени определен как разность между векторами ведущего сигнала и отклика:

$$E_n = \|\varepsilon_{1n} \varepsilon_{2n} \varepsilon_{3n}\|^T = F_n - Y_n. \quad (22)$$

Рассмотрим применение нерекурсивных АдФ в качестве цифровых структур регулятора преобразователя. Дискретная передаточная функция нерекурсивного АдФ может быть представлена на основе выражения (7) с тем отличием, что знаменатель равен единице:

$$hg_n(z) = b_{0n} + b_{1n}z^{-1} + \dots + b_{ln}z^{-l} = \sum_{l=1}^L b_{ln}z^{-l}, \quad (23)$$

т.е.

$$q = \|b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{l-1} \ b_l\|. \quad (24)$$

В процессе адаптации с параметрической обратной связью параметры регулятора корректируются так, чтобы вектор отклика системы преобразования электроэнергии имел наилучшее приближение к вектору ведущего сигнала. Для этого отклик сравнивается с ведущим сигналом, формируются сигналы ошибки по каждому из управляемых параметров (вектор ошибки адаптации) и затем корректируется или оптимизируется вектор весовых коэффициентов регулятора, минимизирующий сигналы ошибки. Определим вектор ошибки в виде

$$E_n = F_n - Q_n \cdot H_n \cdot F_n. \quad (25)$$

Из последнего уравнения получена наиболее общая запись алгоритма МНК Уидроу–Хоффа [6]. В соответствии с критерием наилучшего среднеквадратического отклонения (СКО) и степени влияния составляющих вектора ошибки на настройку регу-

лятора (21) вектор градиента будет определен как

$$\begin{aligned} \nabla_n = \|\nabla_{1n} \ \nabla_{2n} \ \nabla_{3n}\|^T &= \left\| \frac{\partial (E_n^2)}{\partial (Q_n)} \right\| = \\ &= \left\| \begin{array}{ccc} \varepsilon_{1n} & \varepsilon_{2n} & \varepsilon_{3n} \\ Q_{1n}^* & Q_{2n}^* & Q_{3n}^* \end{array} \right\|^T, \end{aligned} \quad (26)$$

где Q_{1n}^* , Q_{2n}^* , Q_{3n}^* — новые блочные матрицы, элементы которых — векторы весовых коэффициентов АдФ, участвующие в формировании управлений.

Используя метод наименьших квадратов (МНК) в решении задачи адаптации, определим поправку матрицы весовых коэффициентов в виде

$$\Delta Q_n = \left\| \begin{array}{ccc} \varepsilon_{1n} \cdot F_1 \cdot M_{11} & \varepsilon_{2n} \cdot F_1 \cdot M_{12} & \varepsilon_{3n} \cdot F_1 \cdot M_{13} \\ \varepsilon_{1n} \cdot F_2 \cdot M_{21} & \varepsilon_{2n} \cdot F_2 \cdot M_{22} & \varepsilon_{3n} \cdot F_2 \cdot M_{23} \\ \varepsilon_{1n} \cdot F_3 \cdot M_{31} & \varepsilon_{2n} \cdot F_3 \cdot M_{32} & \varepsilon_{3n} \cdot F_3 \cdot M_{33} \end{array} \right\|, \quad (27)$$

где M_{ij} — матрица-строка;

$$M_{ij} = \|\mu_{ij1} \ \mu_{ij2}\|; \quad (28)$$

M — матрица коэффициентов сходимости;

$$M = \left\| \begin{array}{ccc} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{array} \right\|. \quad (29)$$

Уравнение поправки матрицы весовых коэффициентов регулятора получено эмпирическим путем. С учетом (28) разработан алгоритм МНК для данного случая:

$$Q_{n+1} = Q_n + 2(\Delta Q_n) = \text{diag}\{\bar{F}\}(M \text{diag}\{E_n\}), \quad (30)$$

где $\text{diag}\{\dots\}$ — диагональные матрицы.

Матричное уравнение (30) представляет собой математическую модель адаптивной настройки регулятора для наиболее общего случая. Элементы матрицы M характеризуют устойчивость процесса адаптации и качество процесса настройки.

Предлагаемая адаптивная система управления поясняется на рис. 4 фрагментом для одной фазы.

Выходное напряжение одной из фаз преобразователя дискретизируется аналого-цифровым преобразователем $АЦП$ и поступает на вычитающий вход сумматора. На суммирующий вход сумматора поступают цифровые значения синусоидального сигнала с генератора синусоиды $ГС$ (ведущий сигнал). Этот же цифровой сигнал является сигналом обработки адаптивного регулятора АдР и устройства адаптивной настройки УАН. На выходе АдР формируется ступенчатый сигнал, который, сравниваясь с линейно-изменяющимся напряжением генератора развертки $ГР$ компаратором K , формирует на выходе последнего широтно-модулированную последовательность импульсов. Логическое устройство на основе RS -, C -триггеров, двух элементов $И$ и элемента $ИЛИ$ совместно со счетчиком распределяет импульсы управления по вентилям K_5 , K_6 и

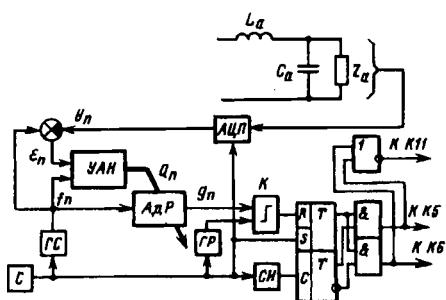


Рис. 4. Фрагмент структурной схемы адаптивного регулятора для преобразователя СГЭ

K_{11} . Таким образом замыкается отрицательная обратная связь. Работа устройства тактируется синхронизатором C .

Процесс функционирования регулятора состоит в следующем. На выходе АдР в n -е дискретные моменты времени формируется ступенчатое напряжение Y_n , величина которого («высота ступеньки») соответствует длительности широтно-модулированного импульса на n -м интервале ШИМ. При этом ступенчато-синусоидальное напряжение f_n с выхода генератора синусоиды ГС (условимся называть его эталонным) пропускается через АдР порядка L и изменяется таким образом, чтобы формируемая на нагрузке синусоида имела минимальные отклонения от эталонного. При работе на изменяющуюся или нелинейную нагрузку необходимо корректировать ступенчатое напряжение, для чего введено УАН. Выходной сигнал АдР формирует порог переключения компаратора и тем самым управляет процессом формирования широтно-модулированных импульсов. Модуляция происходит с учетом мгновенных значений синусоиды, что позволяет получить функцию построения, дающую минимальную мгновенную ошибку, чем улучшается качество выходного напряжения. Закон ШИМ позволяет адаптироваться к нагрузке, что дает возможность работать на нелинейные и нестационарные нагрузки и тем самым улучшать качество выходного напряжения.

Вычислительный эксперимент. Моделирование проводилось для трехфазного преобразователя мощностью 30 кВ·А на выходное напряжение одной фазы 220 В. Увеличение значений μ в уравнении (30) способствует возникновению автоколебаний. Исследования были направлены на определение оптимальных (с точки зрения среднеквадратических ошибок отклонения выходных кривых от заданных) величин μ при различных порядках адаптивных фильтров регулятора. Минимально необходимым и достаточным значением порядка АдФ является значение $L=5$ при 12-кратной ШИМ. При таких порядках АдФ для коэффициентов μ алгоритма адаптации получены следующие численные значения: $\mu_{111}=\mu_{221}=\mu_{331}=10^{-4}$, другие коэффициенты $\mu=1,1 \times 10^{-4}$. Режим пуска и устано-

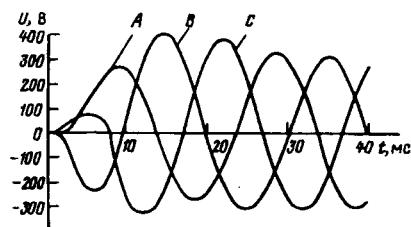


Рис. 5. Пусковой режим преобразователя

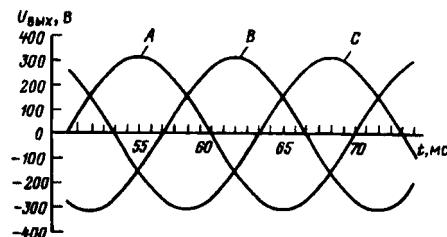


Рис. 6. Установившийся режим работы преобразователя
вившийся режим поясняются при таких значениях
 μ и L на рис. 5 и 6.

Выводы. Исследования показали, что параметрическая настройка регулятора обеспечивает оптимальную по отклонению форму кривой выходного напряжения преобразователя. Это позволяет использовать предлагаемые системы управления при построении трехфазных систем гарантированного электроснабжения. Применение цифровых фильтров невысокого порядка (не выше пятого для 12-кратной ШИМ) дает возможность реализовать их на однокристальных микроЭВМ невысокой стоимости C166 (Siemens) или Intel 80196.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. — М.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Сазонов В.В. Принцип инвариантности в преобразовательной технике. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1990.
5. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Куэна и П.М. Гранта. — М.: Мир, 1988.
6. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. — М.: Радио и связь, 1989.

[14.10.97]

Авторы: Терешков Владимир Васильевич в 1975 г. окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по измерению ускорений летательных аппаратов. Доцент, начальник кафедры электрооборудования и электротехники Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск (КВВКИУ РВ).

Аванесов Владимир Михайлович в 1991 г. окончил КВВКИУ РВ. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по адаптивному управлению многофазных вентильных преобразователей. Преподаватель кафедры электрооборудования и электротехники КВВКИУ РВ.

Моделирование транзисторных преобразователей напряжения с последовательным резонансным контуром

ДЬЯКОНОВ В.П., ПЕНЬКОВ А.А.

Для анализа процессов в транзисторном преобразователе напряжения с последовательным резонансным контуром операторным методом использована математическая система для ПК MathCAD 6.0 PLUS. Определены аналитические выражения, которые целесообразно использовать для расчета схем таких преобразователей. Применение систем символьной математики позволяет автоматизировать сложные математические преобразования при моделировании и существенно облегчает получение расчетных формул.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, математическая система, моделирование, операторный метод

Повышение удельной мощности источников вторичного электропитания (ИВЭП) связано с ростом частоты преобразования, что невозможно без применения соответствующих схемотехнических решений. Одним из наиболее перспективных и быстро развивающихся направлений является резонансная топология построения преобразователей напряжения. Благодаря эффективному разнесению фронтов тока и напряжения резонансные преобразователи отличаются минимальными коммутационными потерями и низким уровнем электромагнитных помех.

Процессы в ИВЭП с резонансной структурой достаточно сложны, и для наиболее полного использования преимуществ резонансных преобразователей необходимо иметь простые инженерные методы их расчета. В данной статье предпринята попытка поэтапного аналитического компьютерного расчета переходных процессов и регулировочных характеристик резонансного инвертора — рис. 1 [1, 2] с применением новейшей системы символьной математики MathCAD 6.0 PLUS PRO [3, 4].

В отличие от численного моделирования схем, в том числе с применением специальных систем схемотехнического моделирования (PSpice, MicroCAP и др.), данный подход позволяет получить обобщенные математические соотношения для каждого этапа расчета с минимальными усилиями пользователя по их получению.

Следует отметить, что благодаря скорости и общности заложенных в ядро символьных операций функций достоверность аналитических расчетов при проектировании электронных устройств существенно возрастает. Учет многих факторов, которыми исследователи нередко вынуждены пренебречь, упрощая расчеты, позволяет получить

To analyse the processes in a transistor-type voltage inverter with a series-resonant circuit using an operator method, the MathCAD 6.0 PLUS system for personal computers is employed. Analytical expressions are derived, which can be useful in designing the circuits of these inverters. The use of the systems of symbolic mathematics makes it possible to automatize sophisticated mathematical transformations during simulation and to facilitate substantially the derivation of calculating formulae.

Key words: transistor inverter, mathematical system, simulation, operator method

в достаточно короткие сроки новые аналитические выражения и может даже способствовать выявлению новых физических закономерностей работы транзисторных преобразователей.

Рассмотрим работу преобразователей с частотой коммутации, не превосходящей резонансной. Примем при анализе следующие общепринятые допущения: отсутствуют пульсации напряжений первичного источника питания U_{bx} и на накопительном конденсаторе C_H ; трансформаторы в схеме считаем идеальными; потери в сердечнике и меди обмотки дросселя, а также в резонансном конденсаторе равны нулю; пренебрегаем потерями в полупроводниковых при-

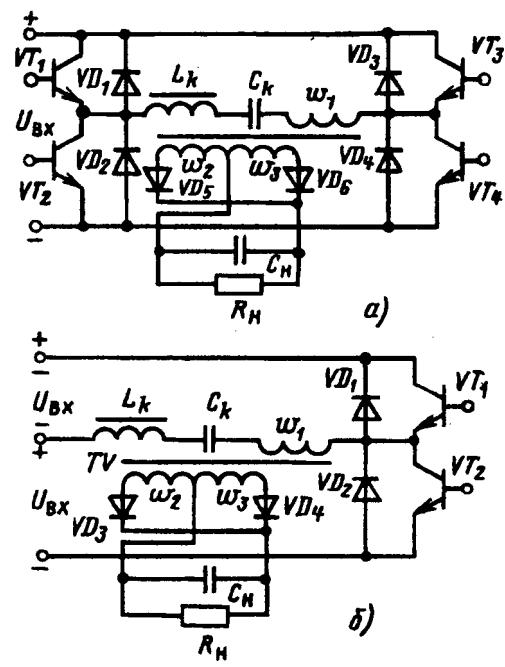


Рис. 1. Силовые каскады преобразователей с последовательным резонансным контуром

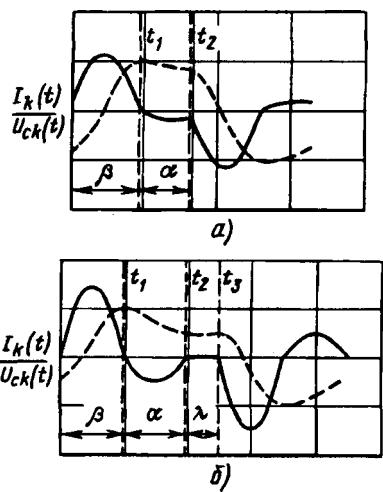


Рис. 2. Временные диаграммы

борах за время открытого состояния; времена переключения транзисторов и диодов принимаем равными нулю.

Возможны два режима работы — с безразрывным и разрывным током $i_k(t)$ контура (рис. 2). Режим работы определяется соотношением между сопротивлением нагрузки R_n , резонансной частотой контура ω_0 и частотой коммутации ω_k . При разрывном режиме работы токи контура $i_k(t)$, потребляемые и на выходе выпрямителя, имеют паузу на интервале λ в каждом из полупериодов. При этом интервалы проводящего состояния транзисторов и диодов равны и составляют $\alpha = \beta = \pi$ (рис. 2, б).

Периодические процессы в схеме второго порядка достаточно просто исследуются операторным методом [5]. Этот метод был использован при анализе аналогичных схем в [2]. Однако применение системы компьютерной алгебры значительно облегчило расчеты, позволило получить дополнительные результаты, кроме того, конечные формулы имеют другой вид.

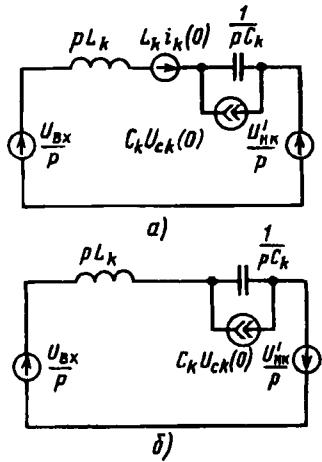


Рис. 3. Операторные схемы замещения

Для безразрывного режима воспользуемся следующими эквивалентными операторными схемами замещения: для интервала β — рис. 3, а для интервала α — рис. 3, б. Для первого интервала работы начальные значения тока и напряжения в элементах резонансного контура соответственно равны:

$$i_{lk}(0) = I_{lk0}, \quad u_{ck}(0) = -U_{ck0}.$$

В соответствии с законами Кирхгофа электромагнитные процессы на этом интервале можно описать в виде операторных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_{vx} - U_n'}{p} + L_k I_{lk0} &= L_k I_k(p) + U_{ck}(p); \\ I_k(p) &= p C_k U_{ck}(p) - C_k U_{ck0}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_{vx} — напряжение на входе инвертора; $U_n' = U_n/K_k$ — приведенное к контуру первичной обмотки трансформатора напряжение нагрузки; $K_k = w_2/w_1$, w_1 , w_2 — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора TV .

С целью получения характеристик, не зависящих от абсолютных значений токов, напряжений и сопротивлений, а также упрощения записи, введем нормированные величины:

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}; \quad q = \frac{U_n'}{U_{vx}}; \quad I_{-k}(t) = \frac{I_k(t)}{I_n'}; \\ U_{-ck}(t) &= \frac{U_{ck}(t)}{U_{vx}}; \quad I_{-lk0} = \frac{I_{lk0}}{I_n'}; \\ U_{-ck0} &= \frac{U_{ck0}}{U_{vx}}; \quad U_{-n} = q = \frac{U_n'}{U_{vx}}; \\ R_{-n} &= \frac{U_{vx}}{I_n' Z_0} = \frac{U_n'}{I_n' q Z_0} = \frac{R_n'}{q Z_0} = \frac{1}{2q\zeta}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где I_n' — приведенный к контуру ток нагрузки; $I_n' = I_n K_k$; R_n' — приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки ($R_n' = R_n/K_k^2$); $\zeta = Z_0/2R_n'$ — коэффициент затухания резонансного контура с нагрузкой; $Z_0 = \sqrt{Z_0/C_k}$ — волновое сопротивление контура.

Система линейных уравнений (1) может быть решена относительно изображений $I_k(p)$, $U_{ck}(p)$ с помощью стандартной функции MathCAD для символьного решения систем уравнений. Используя встроенную операцию обратного преобразования Лапласа и с учетом обозначений (2), получаем:

$$\left. \begin{aligned} I_{-lk}(t) &= R_{-n} (1 - q - U_{-ck0}) \sin(\omega_0 t) + \\ &+ I_{-lk0} \cos(\omega_0 t); \\ U_{-1ck}(t) &= (-1 + q + U_{-1ck0}) \cos(\omega_0 t) + \\ &+ 1 - q + \frac{I_{-lk0}}{R_{-n}} \sin(\omega_0 t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В момент $t_1 = \beta/\omega_0$ первый этап заканчива-

ется — ток $i_k(t)$ в контуре снижается до нуля, а затем изменяет свое направление [полярность напряжения U_n' в первичной обмотке трансформатора также меняется — она всегда противоположна току $i_k(t)$].

Операторная схема замещения, соответствующая данному интервалу, приведена на рис. 3.6. Протекающие процессы описываются следующей системой уравнений [начальное значение тока реактора L_k контура $i_k(t)=0$]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_{vx}(1+q)}{p} &= pL_k i_k(p) + U_{ck}(p); \\ I_k(p) &= pC_k U_{ck}(p) - C_k U_{ck0}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Аналогично предыдущему получим:

$$\left. \begin{aligned} I_{-2k}(t) &= R_{-n}(1+q-U_{-2ck0}) \sin(\omega_0 t); \\ U_{-2ck}(t) &= (-1-q+U_{-2ck0}) \cos(\omega_0 t) + 1+q. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В интервале изменения $0 \leq \alpha = \omega_0 t_2 \leq \pi$ сохраняется безразрывный режим работы преобразователей. Включение второго плеча инвертора происходит в момент времени $t_2 = (\beta + \alpha)/\omega_0$. Вследствие симметричности процессов в схеме достаточно рассмотреть только один полупериод работы, выражения для второго полупериода будут отличаться только знаком.

Определим начальные условия U_{-1ck0} , U_{-2ck0} , I_{-lk0} . Очевидно, что согласно законам коммутации $U_{-2ck}(t_2) = -U_{-1ck}(0)$, $U_{-1ck}(t_1) = -U_{-2ck}(0)$, $I_{-1k}(0) = -I_{-2k}(t_2)$. Отсюда имеем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} (-1-q+U_{-2ck0}) \cos(\alpha) + 1+q &= -U_{-1ck0}; \\ (-1+q+U_{-1ck0}) \cos(\beta) + 1-q + \\ + \frac{I_{-lk0}}{R_{-n}} \sin(\beta) &= U_{-2ck0}; \\ I_{-lk0} &= -[R_{-n}(1+q-U_{-2ck0}) \sin(\alpha)]. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Последовательно применяя функции MathCAD для символьного решения систем уравнений и упрощения выражений, получаем:

$$\left. \begin{aligned} U_{-1ck0} &:= \frac{\cos(\alpha-\beta) - 1 + 2 \cos(\alpha)q}{\cos(\alpha+\beta) + 1} - q; \\ U_{-2ck0} &:= 1 + \frac{q(\cos(\alpha+\beta) - 1) - 2 \cos(\beta)}{\cos(\alpha+\beta) + 1}; \\ I_{-lk0} &:= 2R_{-n} \sin(\alpha) \frac{(\cos(\beta) + q)}{(-\cos(\alpha+\beta) - 1)}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Полученные соотношения позволяют описать процессы, протекающие при безразрывном режиме работы, в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_{-k}(t) &:= \begin{cases} I_{-k1}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq t_1; \\ I_{-k2}(t-t_1) & \text{if } t_1 \leq t \leq t_2; \end{cases} \\ U_{-ck}(t) &:= \begin{cases} U_{-ck1}(t) & \text{if } 0 \leq t \leq t_1; \\ U_{-ck2}(t-t_1) & \text{if } t_1 \leq t \leq t_2. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Учитывая, что при $t_1 = \beta/\omega_0$ $i_k(t_1) = 0$, из (3) получаем

$$\beta := 2 \operatorname{atan} \left[\frac{(-1 + \cos(\alpha)q - q + \cos(\alpha))}{(\sin(\alpha)(-1 + q))} \right]. \quad (9)$$

С учетом принятых допущений из условия равенства мощностей на входе и выходе преобразователя следует, что

$$\frac{I_{p0}}{I_n'} = \frac{U_n'}{U_{vx}} = q, \quad (10)$$

где I_{p0} — среднее значение тока, потребляемого от источника вторичного питания.

Среднее значение тока, потребляемого от источника первичного питания,

$$I_{p0} = \frac{2I_n'}{T} \left(\int_0^{t_1} I_{k1}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{k2}(t-t_1) dt \right). \quad (11)$$

Используя символьное интегрирование MathCAD, легко получить величину I_{p0} , подставив которую в (10), после преобразований получим выражение относительно q (вследствие громоздкости оно не приводится), однако в него входит величина угла β , определяемого из (9). Таким образом, регулировочную характеристику для безразрывного режима работы аналитически в явном виде выразить невозможно. Но MathCAD позволяет определить q как неявно заданную функцию, фактически представляющую собой решение системы двух уравнений с переменными параметрами:

$$q := 0,305; \quad \beta := \pi 0,9.$$

Given

$$\begin{aligned} q &= \frac{\mu}{2\pi\zeta} \frac{\left(-2 \cos\left(\frac{-\pi}{\mu} + \beta\right) + \cos\left(\frac{\pi}{\mu}\right) + 1 \right)}{\left(\cos\left(\frac{\pi}{\mu}\right) + 1 \right)} + \\ &+ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu^2}{\pi^2 \zeta^2} \frac{\left(-2 \cos\left(\frac{-\pi}{\mu} + \beta\right) + \cos\left(\frac{\pi}{\mu}\right) + 1 \right)^2}{\left(\cos\left(\frac{\pi}{\mu}\right) + 1 \right)^2}} + \\ &\rightarrow + \frac{4\mu}{\pi\zeta} \frac{\left(-\cos\left(\frac{-\pi}{\mu} + 2\beta\right) + 1 \right)}{\left(\cos\left(\frac{\pi}{\mu}\right) + 1 \right)}; \\ \beta &= -2 \operatorname{atan} \left[\frac{\left(-1 + \cos\left(\frac{-\pi}{\mu} + \beta\right)q - q + \cos\left(\frac{-\pi}{\mu} + \beta\right) \right)}{\left[\sin\left(\frac{-\pi}{\mu} + \beta\right)(-1 + q) \right]} \right]; \\ \beta &> 0; \\ \operatorname{reg}(\mu, \zeta) &:= \operatorname{Find}(q, \beta), \end{aligned}$$

где $\mu = f_k/f_0$, $f_k = 1/T_k$ — частота коммутации силовых ключей, $f_0 = 1/T_0$ — резонансная частота

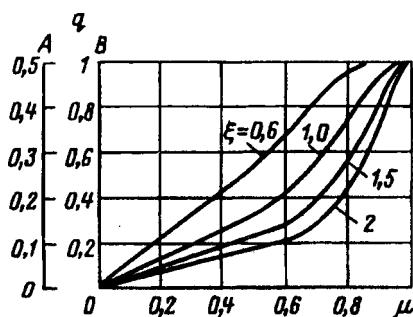


Рис. 4. Регулировочные характеристики преобразователей: A — полумостовая схема, B — мостовая

контура, T_k и T_0 — соответствующие периоды.

В разрывном режиме работы, поскольку $\alpha=\beta=\pi$, а на интервале времени $t_3=\lambda/\omega_0$ ток контура $i_k(t)=0$, получим

$$I_{p0} = 4 \frac{I_n'}{(2\pi+\lambda)} \frac{R_n'}{Z_0}.$$

Угол λ можно выразить через μ :

$$\lambda = \omega_0 \frac{T_k - T_0}{2} - \pi = \frac{\pi}{\mu} - 2\pi.$$

Используя (10) и (11), определяем регулировочную характеристику для разрывного режима работы:

$$q = \frac{4}{\pi} \frac{R_n'}{Z_0} \mu = \frac{2}{\pi \xi} \mu.$$

Теперь можно записать общее выражение регулировочной характеристики (рис. 4) для разрывного и безразрывного режимов работы:

$$q(\mu, \xi) := \begin{cases} \frac{2}{\pi \xi} \mu & \text{if } \mu \leq 0,5; \\ \text{reg}(\mu, \xi)_0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

При проведении расчетов в системе MathCAD 6.0 PLUS требовались только корректная запись математических условий задачи и отбор нужных решений при неоднозначных преобразованиях.

Выводы. 1. Для получения аналитических соотношений, описывающих работу транзисторных

преобразователей, использованы возможности системы символьной математики MathCAD 6.0 PLUS PRO, позволяющей резко упростить выполнение математических преобразований.

2. Справедливость полученных соотношений подкреплена сопоставлением полученных по ним расчетных зависимостей с опубликованными в [1, 2] экспериментальными зависимостями и с зависимостями, полученными путем схемотехнического моделирования схем рис. 1 с помощью известной программы PSpice 6.3.

3. Описанные примеры аналитического математического моделирования преобразовательных схем позволяют надеяться, что системы символьной математики могут использоваться для аналитического описания и моделирования широкого класса преобразовательных устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В.И., Новинский В.Н. Транзисторные преобразователи напряжения с последовательным резонансным контуром. — Электротехника, 1990, № 8.
2. Кадацкий А.Ф. Многофазные импульсные преобразователи постоянного напряжения с последовательным подключением нагрузки и элементов резонансных контуров в силовых каналах. — Электротехника, 1996, № 1.
3. Дьяконов В.П., Пеньков А.А. Современные математические системы. — PCWEEK/RE. 1996, № 43.
4. MATHCAD 6.0 PLUS. Финансовые, инженерные и научные расчеты в среде Windows / Пер. с англ. — М.: Информационно-издательский дом «Филинъ», 1996.
5. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. — М.: Энергоатомиздат, 1989.

[24.11.97]

Авторы: Дьяконов Владимир Павлович окончил в 1966 г. радиотехнический факультет Всесоюзного заочного энергетического института. В 1980 г. защитил докторскую диссертацию. Заведующий кафедрой физической и информационной электроники Смоленского государственного педагогического института, профессор, директор Смоленского областного центра НИТ при Смоленском филиале Московского энергетического института.

Пеньков Андрей Анатольевич окончил в 1996 г. факультет «Автоматика и электронная техника» Смоленского филиала МЭИ. Аспирант Смоленского филиала МЭИ.

Трехфазные мостовые управляемые выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности¹

НИКОЛОВ Н.М., ТАБАКОВ С.Е.

Составлены теоретические модели потребления тока трехфазными мостовыми полностью управляемыми выпрямителями. С помощью метода, основанного на гармоническом анализе кривой входного тока, составляющих полной мощности и разработанного пакета программ на ФОРТРАНЕ, определены как энергетические показатели, так и первая и высшие гармоники на входе преобразователей. Отмечены более высокие энергетические показатели предложенных способов регулирования выпрямленного напряжения по сравнению с известными.

Ключевые слова: трехфазные мостовые выпрямители, управляемые выпрямители, моделирование, энергетические показатели, коэффициент мощности

Введение. Трехфазные мостовые управляемые выпрямители в силу свойственных достоинств применяются при разработке силовых устройств различного назначения. Однако они имеют и недостатки. Например, трехфазная мостовая несимметричная схема генерирует в сеть четные гармоники, кроме нечетных, характерных для симметричного варианта, и обе схемы отличаются низким коэффициентом мощности [1–5]. В [1] рассмотрены методы фазового регулирования выпрямленного напряжения в случае идеально сглаженного выпрямленного тока, которые дают низкий коэффициент мощности рассматриваемых выпрямителей.

В [2] исследованы методы регулирования выпрямленного напряжения с фазовым управлением при активно-индуктивной нагрузке, с помощью которых повышают коэффициент мощности этих устройств. Эти методы непригодны для трехфазной мостовой полууправляемой схемы. В [3] описан способ широтно-импульсного регулирования выходного напряжения в случае идеально сглаженного тока и получены основные входные и выходные характеристики трехфазной мостовой несимметричной схемы. В [6] приведен метод определения энергетических показателей любого подключенного к сети электронного силового устройства, который базируется на гармоническом анализе кривой потребляемого тока, на рассмотрении составляющих полной мощности и на выбранном критерии для оценки рассматриваемых показателей с использованием

Mathematical models are constructed of current consumption by fully controlled bridge-circuit three-phase rectifiers. Using a method based on harmonic analysis of the input current curve and the total power components and using a Fortran-based software developed, both energy characteristics and the first and higher harmonics at the rectifier input are determined. It is shown that the proposed methods of controlling the rectified voltage ensure higher energy characteristics than the known methods.

Ключевые слова: bridge-circuit three-phase rectifiers, controlled rectifiers, modelling, energy characteristics, power factor

разработанного программного обеспечения.

В данной работе на базе исследованных теоретических моделей потребления тока трехфазных мостовых выпрямительных схем с помощью метода, описанного в [6], предложены способы регулирования выпрямленного напряжения, которые обеспечивают как улучшение коэффициента мощности выпрямителей, так и отсутствие четных гармоник в составе входного тока несимметричной схемы.

Силовые схемы. На рис. 1 приведены силовые схемы несимметричного (рис. 1,а) и симметричного (рис. 1,б) трехфазных мостовых выпрямителей. Тиристоры — двухоперационные, чтобы была возможна практическая реализация исследованных ниже моделей потребления преобразователями тока.

Исследование энергетических показателей этих моделей проводится в соответствии с обычно принимаемыми для таких случаев допущениями, а именно: переключающие тиристоры и диоды идеальны, выходной ток идеально сглажен, фазовое управление тиристорами симметрично, сеть имеет бесконечно большую мощность и т.д.

Теоретические модели. С учетом сказанного составлены теоретические модели потребления из сети тока для следующих случаев регулирования

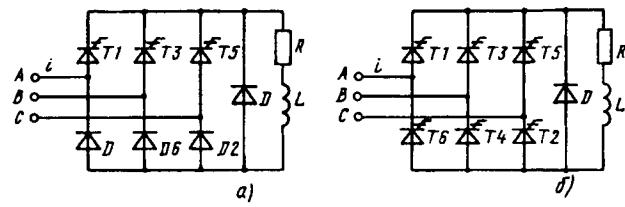


Рис. 1

¹ Настоящее исследование финансировано Фондом научных исследований при Министерстве образования и науки Болгарии.

выпрямленного напряжения:

- 1) фазовое регулирование;
- 2) фазовое регулирование с двумя коммутациями тиристоров за полупериод сетевого напряжения;
- 3) симметричное фазовое регулирование с тремя коммутациями тиристоров за полупериод сетевого напряжения.

Эти способы регулирования выпрямленного напряжения действительны для обеих рассматриваемых схем трехфазных мостовых выпрямителей.

Первый способ известен из теории выпрямительных устройств [1, 2] и достаточно хорошо и полно описан. В этом исследовании он приводится как база для сравнения энергетических характеристик предложенных моделей с двумя и тремя коммутациями за полупериод сетевого напряжения.

В случае второй модели фазовый интервал протекания тока равен 120° для неуправляемого выпрямителя с разделением на два равных интервала. Первый начинается с точки естественного включения тиристоров ($\alpha=0$) и заканчивается при $\alpha=60^\circ$. Этот момент является началом второго интервала, который имеет такую же продолжительность, как первый. Регулирование в каждом из этих интервалов фазовое, при максимальном угле управления 60° .

В последнем случае регулирование выходного напряжения проводится в трех интервалах: первый с продолжительностью $\pi/6$, второй $\pi/3$ и третий $\pi/6$. Изменение выходного тока начинается при естественной коммутации силовых тиристоров и фазовом угле $\pi/6$ и заканчивается при угле регулирования α , который отсчитывается от этой точки. Второй интервал симметричен первому по отношению к середине полупериода, например фазы A , и имеет продолжительность 2α . Ток в третьем интервале начинает протекать при угле управления α , который отсчитывается от момента естественной коммутации тиристоров при фазовом угле $5\pi/6$. Максимальное значение угла управления равно $\pi/6$.

Изменение входного тока рассматриваемых преобразователей при изменении угла регулирования от нуля до максимального значения для каждой из описанных моделей в интервале $(0-2\pi)$ приведено ниже в аналитическом виде и пояснено соответствующими графиками.

На рис. 2,а изображено изменение фазового тока (например фазы A первой модели с фазовым управлением для трехфазной мостовой несимметричной выпрямительной схемы в интервале $(0-2\pi)$). Оно описывается следующими уравнениями:

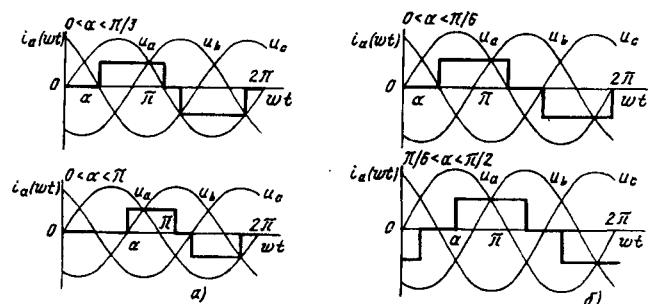


Рис. 2

$$\left. \begin{array}{l} (0 \leq \alpha \leq \pi/3) \\ i_a = I_d \left| \begin{array}{l} 5\pi/6+\alpha \\ \pi/6+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 11\pi/6 \\ 7\pi/6 \end{array} \right. ; \\ (0 \leq \alpha \leq \pi) \\ i_a = I_d \left| \begin{array}{l} 7\pi/6 \\ \pi/6+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 11\pi/6 \\ 5\pi/6+\alpha \end{array} \right. . \end{array} \right\} \quad (1)$$

График на рис. 2,б иллюстрирует изменение входного тока трехфазного мостового выпрямителя с фазовым управлением. Видно, что при изменении угла регулирования от нуля до $\pi/2$ в кривой тока $i_a(wt)$ наблюдаются два характерных участка, которые описываются в аналитическом виде приведенными ниже уравнениями:

$$\left. \begin{array}{l} (0 \leq \alpha \leq \pi/3) \\ i_a = I_d \left| \begin{array}{l} 5\pi/6+\alpha \\ \pi/6+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 11\pi/6+\alpha \\ 7\pi/6+\alpha \end{array} \right. ; \\ (0 \leq \alpha \leq \pi) \\ i_a = -I_d \left| \begin{array}{l} -\pi/6+\alpha \\ 0 \end{array} \right. + I_d \left| \begin{array}{l} 5\pi/6+\alpha \\ \pi/6+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 2\pi \\ 7\pi/6+\alpha \end{array} \right. . \end{array} \right\} \quad (2)$$

На рис. 3 приведены графики двух предложенных моделей регулирования выпрямленного напряжения, которые могут применяться как в симметричной, так и в несимметричной трехфазной мостовой выпрямительной схеме.

Изменение входного тока первой из этих моделей фазового управления с двумя коммутациями за полупериод сетевого напряжения дано на рис. 3,а. Ток i_a при изменении угла регулирования от 0 до 60° описывается уравнением

$$(0 \leq \alpha \leq \pi/3) \\ i_a = I_d \left| \begin{array}{l} \pi/2 \\ \pi/6+\alpha \end{array} \right. + I_d \left| \begin{array}{l} 5\pi/6 \\ \pi/2+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 3\pi/2 \\ 7\pi/6+\alpha \end{array} \right. - I_d \left| \begin{array}{l} 11\pi/6 \\ 3\pi/2+\alpha \end{array} \right. . \quad (3)$$

Потребляемый ток третьей модели показан

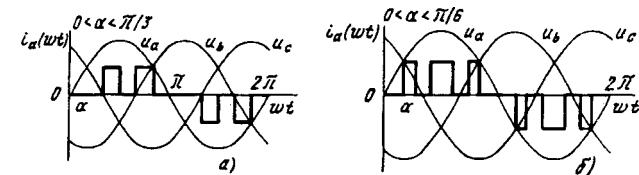


Рис. 3

на рис. 3,б и описывается уравнением

$$(0 \leq \alpha \leq \pi/6)$$

$$i_a = I_d \left| \frac{\pi/6+\alpha}{\pi/6} \right| + I_d \left| \frac{\pi/2+\alpha}{\pi/2-\alpha} \right| + I_d \left| \frac{5\pi/6}{5\pi/6-\alpha} \right| - I_d \left| \frac{7\pi/6+\alpha}{7\pi/6} \right| - I_d \left| \frac{3\pi/2+\alpha}{3\pi/2-\alpha} \right| - I_d \left| \frac{11\pi/6}{11\pi/6-\alpha} \right|. \quad (4)$$

Максимальный угол управления в этом случае равен $\pi/6$.

Значения тока описанных моделей в интервалах, не указанных в уравнениях (1)–(4), равны нулю.

Гармонический анализ и энергетические показатели. Оценка эффективности преобразования электрической энергии любой из описанных выше моделей сделана с помощью описанного в [6] метода. Он основывается на гармоническом анализе кривой потребляемого тока, на составляющих полной мощности, на выбранном критерии для оценки энергетических показателей и разработанном программном обеспечении. Сравнительный анализ этих моделей и соответствующих им методов фазового управления выпрямленного напряжения с помощью рассматриваемых трехфазных выпрямительных схем проводится на основе следующих коэффициентов и показателей: относительное значение k -й гармоники тока, относительное эффективное значение тока, коэффициент искажений, коэффициент сдвига первой гармоники тока, коэффициент мощности и т.д. Для удобства при исследовании они приводятся в относительных единицах. При этом их текущее значение отнесено к максимальному (оно имеет место при трехфазной неуправляемой схеме).

Учитывая требования применяемого метода для оценки энергетических показателей и гармонического состава потребляемого тока исследо-

ваемого преобразователя, входные функции для подпрограмм описываются в соответствии с уравнениями (1)–(4), при этом значение тока i_a отнесено к выпрямленному I_d .

Оценка полученных результатов. Полученные после вычислений результаты были сведены в таблицу, по ним могут быть построены зависимости интересующих нас коэффициентов и энергетических показателей в зависимости от относительного эффективного значения тока, угла регулирования и т.д. Ниже приведены графики распределения параметров, которые выявляют заметные преимущества предложенных второй и третьей моделей регулирования выпрямленного напряжения по сравнению с известной. Это лучше всего иллюстрируется графиком, описывающим изменение коэффициента мощности в зависимости от диапазона регулирования $K1$ рассматриваемых теоретических моделей потребления тока трехфазными мостовыми выпрямительными схемами (рис. 4).

Изменение коэффициента мощности Kib в зависимости от относительного эффективного значения потребляемого тока известной модели с фазовым управлением при трехфазном мостовом выпрямителе отличается своим низким значением и изображается вертикальной прямой $K1=1$. Эта зависимость $Kib=F(K1)$ для трехфазной несимметричной мостовой схемы до $K1=0,716$ идет по прямой $K1=1$, а потом плавно уменьшается до нуля.

Коэффициент мощности предложенных моделей с двумя $K12c$ и тремя $K13c$ коммутациями за полупериод сетевого напряжения значительно выше при одном и том же значении относительного эффективного значения тока. В этом заключается одно из самых больших преимуществ этих моделей и методов регулирования

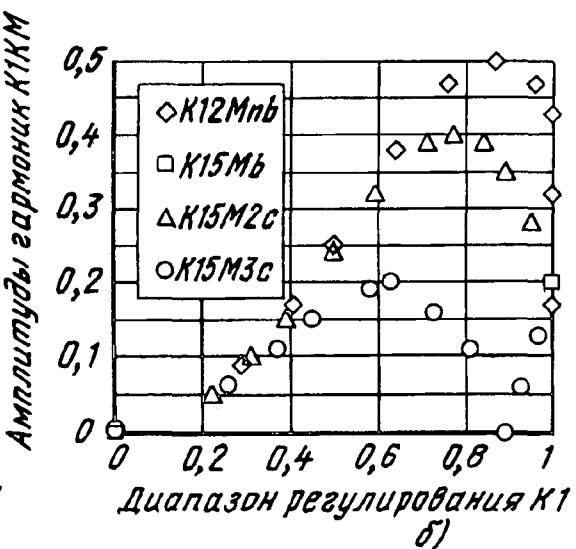
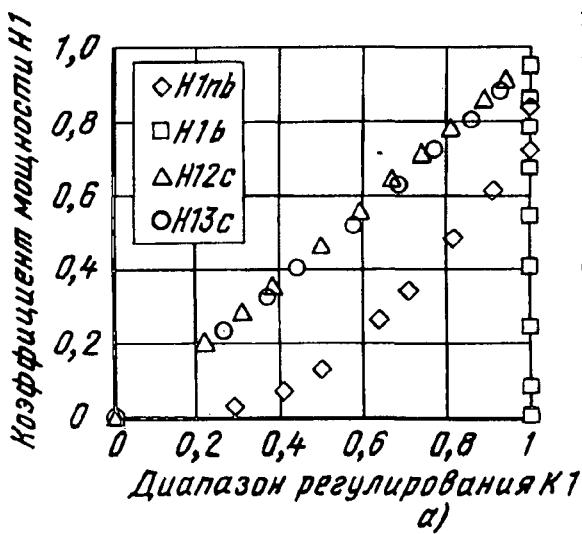


Рис. 4

выпрямленного напряжения по сравнению с известными.

На рис. 4,б приведены относительные значения амплитуд самой значимой высшей гармоники в кривой потребляемого тока для каждой из рассмотренных моделей в полном диапазоне регулирования. Для моделей с фазовым управлением при симметричном выпрямителе это пятая гармоника, и она изображается графически точкой ($KI=1$, $HI=0,2$), Для той же самой модели при несимметричном выпрямителе это вторая гармоника ($KI2Mnb$), и она имеет большие значения. Это самый большой недостаток данного выпрямителя. В предложенных моделях с фазовым управлением первая высшая гармоника, которая встречается в кривой потребляемого тока, это пятая (кривые $K15M2c$ и $K13M3c$). Так как эти модели могут быть использованы как при симметричном мостовом трехфазном выпрямителе, так и при несимметричном, то в этом случае трехфазная мостовая несимметричная схема приобретает новое качество, а именно: в кривой потребляемого тока отсутствуют все четные гармоники

Выводы. 1. Применение предложенных моделей для регулирования выпрямленного напряжения трехфазных мостовых выпрямителей устраняет недостатки несимметричной схемы, и в некоторых случаях она может иметь преимущества по сравнению с симметричной.

2. Рассмотренные теоретические модели с двумя или тремя коммутациями за полупериод сетевого напряжения дают возможность разработать трехфазные мостовые управляемые выпрямительные устройства с высокими энергетическими показателями и улучшенным гармоническим со-

ставом потребляемого из сети тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Табаков С., Николов Н., Горанов П. Тиристорные преобразователи. — София: Техника, 1986.
2. Стиоп Я., Яров В. Повышение коэффициента мощности трехфазных мостовых схем выпрямления. — Электротехника, 1973, № 5.
3. Biswas S., Basak B., Swamy M. A three-phase half-controlled rectifier with pulse width modulation. — IEEE Trans. on industrial electronics, 1991, № 2.
4. Arrilaga J., Bradley D., Bodger P. Power system harmonics. — John Wiley & Sons Ltd, 1985.
5. Andrieu Ch. et al. The AC-DC stage: A survey of structure and choppers control modes for power factor correction. — EPE Journal, 1996, № 3—4.
6. Николов Н., Табаков С. Оценка на енергетичната ефективност на включени към мрежата силови електронни устройства. — Нац. конф. с между. участие «Електроника 96», 10—11 октомври 1996, Ботевград. България.

[29.09.97]

Автор: Николов Никола Момчев окончил факультет электронной техники Московского энергетического института (МЭИ) в 1969 г. В 1979 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование методов и средств тиристорного фазового регулирования переменного тока с целью повышения качества потребляемой электроэнергии». Работает в Институте электроники Болгарской Академии наук.

Табаков Стефан Евтимов окончил факультет электронной техники МЭИ в 1965 г. В 1970 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Высокочастотные тиристорные преобразователи». Доцент, заведующий кафедрой силовой электроники Технического университета, София, Болгария.

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, Главпочтamt, абонементный ящик № 648. Телефоны для справок: 924-24-80, 928-88-69.

Метод оценки реакции системы управления и контроля на электромагнитные импульсные воздействия

ПАВЛОВ С.В., СУПРУНОВ В.И.

Изложен универсальный метод оценки состояния системы при воздействии электромагнитных наводок по результатам тестовых испытаний. Проведен анализ выходных сигналов системы при воздействии входных сигналов различной формы. Проведено сравнение расчетных и экспериментальных данных.

Ключевые слова: моделирование, характеристики системы, стойкость к электромагнитным наводкам

Для электрических сетей, имеющих большую протяженность, актуальным является вопрос оценки живучести радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) систем управления и контроля при воздействии грозового разряда в радиусе до 3 км [1].

Для повышения живучести РЭА электрических сетей необходимо оценить действие электромагнитных полей грозового разряда на систему. Математическое описание связи действующих факторов и реакции на них для конкретной системы, как правило, отсутствует. В случае, когда сформировать входной сигнал $z(t)$ с требуемыми параметрами невозможно, возникает задача оценки реакции системы по данным эксперимента, когда интересующее экспериментатора входное воздействие отличается по параметрам от тестового, например, наличием более высокочастотных составляющих.

В теоретическом плане эта задача близка к задаче об определении структуры и параметров спектра преобразования сигналов системой. Известны работы [2, 3], посвященные решению задачи оценки состояния системы по данным измерений ее входных и выходных сигналов. Однако применение используемых в данных работах методов основано на использовании моделей элементов аппаратуры и приводит при описании сложных технических систем к большим трудностям вычислительного характера.

Операторное уравнение связи входного z и выходного u сигналов системы через оператор A преобразования сигналов системы имеет вид

$$A \times z = u. \quad (1)$$

Для исследуемой системы, описываемой уравнением (1), заданы тестовый входной сигнал z_1 и соответствующая ему реакция u_1 . Необходимо оценить реакцию системы u_2 на воздействие входного сигнала z_2 , причем в общем

A universal method is described for estimating the condition of a system exposed to electromagnetic fields, using test results. An analysis of the output signals of the system during the action of input signals of various forms is carried out. Comparison is made between calculated and experimental results.

Key words: simulation, system characteristics, resistance to electromagnetic fields

случае $z_2 \neq z_1$. Задача сводится к определению оценки оператора A и дальнейшему вычислению по реальным в общем случае сигналам z_1 и u_1 оценки сигнала $u_2 = A \times z_2$. Уравнение (1) для реальных технических систем является некорректно заданным из-за влияния ошибок измерения входных и выходных сигналов, а его решение сводится [4] к решению задачи о приближенном вычислении значения оператора A при неточно заданном аргументе u_1 , требующей применения для решения регулирующих алгоритмов.

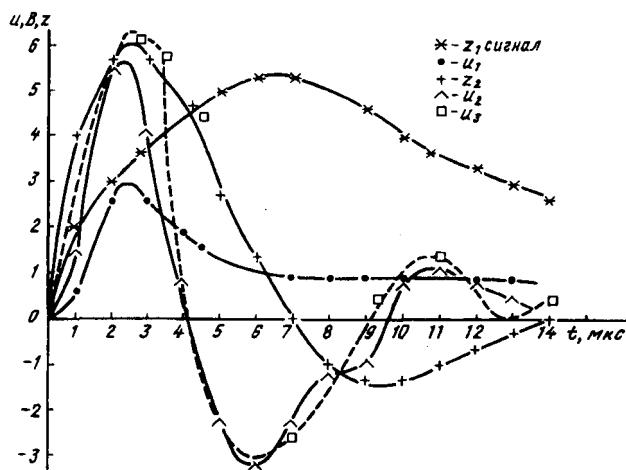
Для линейных систем при нулевых начальных условиях с учетом физической реализуемости операторное уравнение (1) сводится к уравнению Вольтерра I рода:

$$u(t) = \int_{-\infty}^t K(t,s) z(s) ds, \quad t_0 < t < t_1, \quad (2)$$

где $K(t,s)$ — функция, характеризующая реакцию системы в момент t при воздействии на вход системы в момент s δ-импульса.

Для решения задачи применен метод обобщенных спектральных передаточных коэффициентов (ОСПК). Метод использует регуляризующие свойства аппроксимации зависимостей $u(t)$, $z(t)$, $K(t,s)$ ортогональными полиномами системы солитоноподобных гладких функций $\{f(t)\}$. Решение ищется на множестве F коэффициентов для всех возможных линейных регрессий в различных базисах. Затем по полученной оценке оператора A^\wedge оцениваются выходные сигналы u_2 системы при различных входных z_2 .

В ходе вычислений сигналы $u(t)$ и $z(t)$ аппроксимируются на исследуемом интервале $[0, T]$ взвешенной суммой выбранной системы базисных ортогональных функций $\{f(t)\}$:



$$u(t) = \sum_i c_i \times f_i(t), \quad z(t) = \sum_i b_i \times f_i(t), \quad 0 < t < T, \quad (3)$$

где c_i , b_i — коэффициенты аппроксимации;

Уравнение (2) в процессе расчетов преобразуется в матричное уравнение вида

$$\begin{vmatrix} a_{00} & a_{01} & a_{02} & \dots & a_{0n} \\ a_{10} & a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n0} & a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \dots \\ c_n \end{vmatrix}, \quad (4)$$

или в операторном виде $A \times C_z = C_u$.

Коэффициент a_{ij} характеризует реакцию системы по j -й составляющей обобщенного спектра выходного сигнала при воздействии на вход системы i -й составляющей спектра входного сигнала.

Построение модели заключается в нахождении коэффициентов аппроксимирующей зависимости A^{\wedge} по моделям входных z и выходных u сигналов при решении операторного уравнения $A^{\wedge} = C_u \times (C_z)^{-1}$.

В качестве примера применения метода рассмотрим экспериментальную оценку стойкости системы к действию двух различных входных сигналов при отсутствии помех наблюдения. В ходе эксперимента получены реакции u_1 и u_2 на воздействие входных сигналов z_1 и z_2 соответственно. На рисунке приведены временные формы сигналов $z_1(t)$, $z_2(t)$, $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Как видно из рисунка, длительность фронта сигнала $z_2(t)$ значительно меньше длительности фронта сигнала $z_1(t)$, что соответствует наличию в его спектре более высоких частот. Следовательно, использование метода частотных передаточных коэффициентов для определения реакции системы приведет к неверному результату.

Решение задачи получено при использовании в качестве базиса $\{f(t)\}$ системы ортогональных многочленов Лагерра, что обеспечило при заданной среднеквадратической ошибке аппрокси-

мации $d = 1 \cdot 10^{-4}$ в отсутствие ошибок наблюдения расчет оценки выходного сигнала со среднеквадратической ошибкой менее $1,2 \cdot 10^{-5}$. Сравнительная характеристика параметров аппроксимации в различных базисах приведена в таблице

Параметр аппроксимации	Базис многочлена				
	Чебышева	Лагерра	Лежандра	Эрмита	по степени
Размерность	15	15	> 13	> 13	> 5
Среднеквадратичное отклонение аппроксимации	$4,14 \times 10^{-3}$	$1,10 \times 10^{-5}$	$> 5 \times 10^{-2}$	$> 5 \times 10^{-2}$	$> 6 \times 10^{-1}$
Значение коэффициента a_j максимальное	26320,231	14,347	0,267	0,471	0,856
минимальное	2,151	0,388	переполненный	переполненный	переполненный

При оценке реакции системы на воздействие сигналов типа z_2 можно ограничиться оценкой точности восстановления максимальной амплитуды A_{\max} крутизны фронта dA/dt и энергии $T/2$ первого квазиполупериода сигнала $S = \int_0^T A(t) dt$.

Поэтому в качестве критерия CR точности аппроксимации принят минимум суммы среднезвешенной относительной ошибки восстановления этих параметров сигнала.

Рассчитанная с помощью метода ОСПК по входным сигналам z_1 , z_2 и реакции системы u_1 оценка выходного сигнала u_3 приведена также на рисунке.

Выводы. Использование метода обобщенных спектральных коэффициентов позволяет получать оценки реакции системы для случая, когда теоретически описанный входной сигнал обладает более высокочастотным спектром, чем использованный для экспериментальной оценки стойкости тестовый сигнал. Оптимальным спектральным базисом для сигналов типа электромагнитного импульса грозового разряда (сигналы z_1 , z_2 на рисунке) является базис ортогональных многочленов Лагерра.

[14.04.98]

Авторы: Павлов Сергей Владимирович в 1977 г. закончил факультет радиоэлектроники Военной академии им. Дзержинского (ныне Военная академия РВСН им. Петра Великого). Военнослужащий.

Супрунов Владимир Иванович в 1962 г. закончил факультет автоматики и приборостроения Харьковского политехнического института. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию в Военной академии им. Дзержинского по специальности «Устойчивость автоматических систем к внешним возмущающим воздействиям». Профессор Военной академии РВСН им. Петра Великого.

Численно-аналитическое моделирование дискретных схем замещения нелинейных лестничных цепей¹

ЗИНЧЕНКО Л.А.

Обоснованы различные приемы преобразований дискретных схем замещения нелинейных динамических цепей лестничной структуры. Рассмотрены вопросы автоматизации преобразований схем. Описанные методы позволяют получить решение в аналитическом и численно-аналитическом виде.

Ключевые слова: электрические цепи, нелинейные резистивные схемы замещения, преобразования, численно-аналитические модели

При расчете и проектировании электротехнической и радиоэлектронной аппаратуры основной проблемой является описание электрических свойств устройства на основе математических моделей и соответствующих им схем замещения [1]. В основном существующие методы математического и компьютерного моделирования электрических цепей основаны на использовании численных методов. Их применение позволяет определить модель исследуемого устройства только в численном виде при конкретных значениях параметров схемы и внешнего воздействия. Полученная модель оказывается неприменимой при изменении какого либо параметра, что приводит к необходимости многократного расчета характеристик схемы. Этую проблему позволяет решить использование аналитических моделей.

В работах [2, 3] решение поставленной задачи для нелинейных динамических цепей получено на основе использования функциональных рядов только при слабонелинейном режиме работы схемы. Разработанный аппарат оказывается неприменим во многих практически важных случаях вследствие расходности получаемого функционального ряда.

Целью данной работы является исследование алгоритмов численно-аналитического моделирования дискретных схем замещения нелинейных динамических цепей простой топологии.

В статье рассмотрены схемы замещения, содержащие нелинейные элементы с полиномиальными характеристиками:

нелинейные резистивные активные двухполюсники с вольт-амперными характеристиками

$$u(i) = \sum_{k=0}^N a_k i^k \quad (1)$$

или ампер-вольтными характеристиками

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российской Академии наук.

Various methods of transformation of discrete equivalent circuits of non-linear dynamic ladder-type networks are substantiated. The problems of automation of circuit transformation are considered. The methods described enable the solution to be obtained in an analytical and numerical analytical form.

Ключевые слова: electrical networks, non-linear resistance equivalent circuits, transformations, numerical and analytical models

$$i(u) = \sum_{k=0}^N h_k u^k, \quad (2)$$

нелинейные индуктивности с вебер-амперными характеристиками

$$\psi(i) = \sum_{k=0}^N b_k i^k,$$

нелинейные емкости с кулон-вольтными характеристиками

$$q(u) = \sum_{k=0}^N d_k u^k.$$

Известно [4, 5], что на каждом шаге интегрирования нелинейную динамическую цепь можно моделировать на основе дискретных схем замещения реактивных элементов. При использовании линейной многошаговой формулы [4] дискретная схема замещения индуктивности представляет собой нелинейный резистивный активный двухполюсник с характеристикой

$$u(i[n+m]) = L(i[n+m]) \left(-\frac{\alpha_0 i[n+m] + J_{dL}}{h} \right)$$

или

$$u(i[n+m]) = \sum_{k=0}^N b_k^d i[n+m]^k,$$

где

$$b_k^d = -\frac{b_k \alpha_0 k}{h} - \frac{b_{k+1}}{h} (k+1) J_{dL}, \quad k=1, 2, \dots, N-1;$$

$$b_N^d = -\frac{b_N \alpha_0 N}{h};$$

$$J_{dL} = \sum_{j=1}^m \alpha_j i[n+m-j] - h \sum_{j=1}^m \beta_j i'[n+m-j].$$

Соответствующая дискретная схема замещения емкости представляет собой нелинейный резистивный активный двухполюсник с характеристикой

$$i(u[n+m]) = C(u[n+m]) \left(-\frac{\alpha_0 u[n+m] + E_{dC}}{h} \right)$$

или

$$i(u[n+m]) = \sum_{k=0}^N d_k^d u[n+m]^k,$$

где

$$d_k^d = -\frac{d_k \alpha_0 k}{h} - \frac{d_{k+1}}{h} (k+1) E_{dC}, \quad k=1, 2, \dots, N-1;$$

$$d_N^d = -\frac{d_N \alpha_0 N}{h};$$

$$E_{dC} = \sum_{j=1}^m \alpha_j u[n+m-j] - h \sum_{j=1}^m \beta_j u'[n+m-j].$$

Здесь α_j, β_j — коэффициенты интерполяционного полинома, значения которых для различных семейств линейных многошаговых формул определяются по методике, изложенной в [4]. Для построения дискретных моделей используется семейство неявных формул и формул дифференцирования назад, для которых выполняется условие $\alpha_0 \neq 0$.

В результате на каждом шаге интегрирования исходная цепь заменяется нелинейной резистивной неявной моделью. Ее параметры зависят от решения на предыдущем шаге (для одношаговых методов) или на нескольких предыдущих шагах (для многошаговых методов). Поэтому получаемая модель представляет собой схему замещения с управляемыми источниками.

При построении аналитических моделей нелинейных динамических цепей простой топологии необходимо определять параметры модели при следующих возможных видах соединения: последовательного и соответственно параллельного соединения нелинейных индуктивности и емкости, сопротивления и индуктивности, сопротивления и емкости. В связи с этим необходимо исследовать два фрагмента схем (рис. 1, а и б), обобщающие все указанные выше виды соединений. В статье [6] показано, что при аналитическом моделировании смешанного соединения резистивных элементов необходимо использование явных моделей, определяющих характеристики нелинейных элементов как функции соответственно тока или напряжения. В связ-

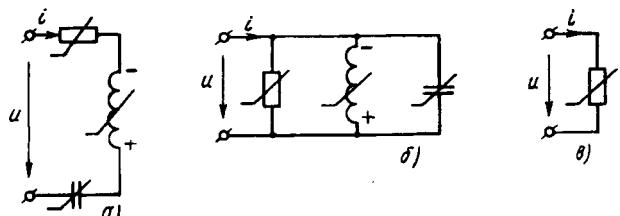


Рис. 1

зи с этим определим явные дискретные модели реактивных элементов. Для решения задачи используем приемы численно-аналитического моделирования, основанные на применении метода Ньютона—Рафсона [6]. Они позволяют обеспечить сходимость аналитических преобразований при сильнонелинейном режиме работы схемы. В результате получим следующие аналитические дискретные явные модели реактивных элементов: индуктивности

$$i_L[n+m] = \frac{u[n+m] - b_0^d + \sum_{k=2}^N \frac{b_k^d (k-1)}{(b_1^d)^k} (u[n+m] - b_0^d)^k}{\sum_{k=1}^N \frac{b_k^d k}{(b_1^d)^{k-1}} (u[n+m] - b_0^d)^{k-1}}; \quad (3)$$

емкости

$$u_C[n+m] = \frac{i[n+m] - d_0^d + \sum_{k=2}^N \frac{d_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} (i[n+m] - d_0^d)^k}{\sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} (i[n+m] - d_0^d)^{k-1}}. \quad (4)$$

Полученные дискретные модели представляют собой аппроксимацию Паде исходной модели [2], при этом коэффициенты аппроксимирующей дробно-рациональной функции нелинейно зависят от значения соответственно напряжения (тока) на предыдущих шагах.

При построении аналитических моделей схем с управляемыми элементами в отличие от резистивных схем [6] решение возможно только в случае, если управляемую величину можно выразить через токи и напряжения остальной части схемы, не затрагиваемой преобразованиями. Это накладывает определенные ограничения на процедуру построения аналитических дискретных моделей нелинейных динамических цепей.

В связи с тем, что дискретные модели индуктивности (емкости) зависят от значения тока через нее (соответственно напряжения на емкости) на предыдущих шагах, при исключении переменных состояния необходимо эквивалентную дискретную модель дополнить сопровождающей моделью, устанавливающей связь в явном виде между исключенной переменной со-

стояния и независимыми переменными, выбранными на данном этапе построения модели.

Рассмотрим моделирование схемы замещения (рис. 1,а), представляющей собой последовательное соединение нелинейных резистивного активного двухполюсника с вольт-амперной характеристикой (1), индуктивности и емкости. При использовании дискретных явных схем замещения и результатов, полученных в [6], она может быть преобразована в эквивалентную дискретную схему замещения на $[n+m]$ -шаге (рис. 1,б). Вольт-амперная характеристика нелинейного элемента описывается следующим соотношением:

$$u[n+m] = \frac{\sum_{k=0}^N (a_k + b_k^d) i[n+m]^k \sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} (i[n+m] - d_0^d)^{k-1} + \sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} (i[n+1] - d_0^d)^{k-1} + i[n+m] - d_0^d + \sum_{k=2}^N \frac{d_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} (i[n+m] - d_0^d)^k}{\sum_{k=2}^N \frac{d_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} (i[n+1] - d_0^d)^{k-1}}. \quad (5)$$

При использовании бинома Ньютона [7] полученное выражение упрощается:

$$u[n+m] = A/B,$$

где

$$A = \sum_{k=0}^N (a_k + b_k^d) i[n+m]^k \sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} \sum_{j=0}^{k-1} C_k^j i[n+m]^j \times \times (-d_0^d)^{k-j} + i[n+m] - d_0^d + \sum_{k=2}^N \frac{d_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} \times \times \sum_{j=0}^k C_k^j i[n+m]^j (-d_0^d)^{k-j};$$

$$B = \sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} \sum_{j=0}^{k-1} C_k^j i[n+m]^j (-d_0^d)^{k-j};$$

C_k^j — биномиальный коэффициент [7].

Для построения дискретной модели на $[n+m+1]$ -м шаге необходимо определить значение напряжения на емкости на $[n+m]$ -шаге с использованием явной модели (4).

При использовании неявного метода Эйлера коэффициенты интерполяционного полинома определяются следующими соотношениями [4]:

$$k=1, \quad \alpha_0 = -1, \quad \alpha_1 = 1, \quad \beta_0 = \beta_1 = 0,$$

и полученные выражения упрощаются:

$$b_k^d = \frac{b_k k}{h} - \frac{b_{k+1}}{h} (k+1) i[n], \quad k=1, 2, \dots, N-1;$$

$$b_N^d = \frac{b_N N}{h};$$

$$d_k^d = \frac{d_k k}{h} - \frac{d_{k+1}}{h} (k+1) u[n], \quad k=1, 2, \dots, N-1;$$

$$d_N^d = \frac{d_N N}{h}.$$

Явные дискретные модели реактивных элементов упрощаются следующим образом:

модель индуктивности описывается соотношениями

$$i_L[n+1] = \frac{u[n+1] + \frac{b_1 i[n]}{h} + \sum_{k=2}^N \frac{b_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} \left(u[n+1] + \frac{b_1 i[n]}{h} \right)^k}{\sum_{k=1}^N \frac{b_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} \left(u[n+1] + \frac{b_1 i[n]}{h} \right)^{k-1}};$$

емкости — соответственно

$$u_C[n+1] = \frac{i[n+1] + \frac{d_1 u[n]}{h} + \sum_{k=2}^N \frac{d_k^d (k-1)}{(d_1^d)^k} \left(i[n+1] + \frac{d_1 u[n]}{h} \right)^k}{\sum_{k=1}^N \frac{d_k^d k}{(d_1^d)^{k-1}} \left(i[n+1] + \frac{d_1 u[n]}{h} \right)^{k-1}}.$$

В частном случае при $N=2$ имеем:
для индуктивности

$$i_L[n+1] = \frac{h u[n+1] + b_1 i_L[n] (b_1^2 - 2b_1 b_2 i_L[n] + (b_1 - 2b_2 i_L[n]) (b_1^2 + 4b_2^2 i_L[n]^2 + 4b_2 h u[n+1]) \rightarrow + 4b_2^2 i_L[n]^2 + 2b_2 h u[n+1])}{(b_1 - 2b_2 i_L[n]) (b_1^2 + 4b_2^2 i_L[n]^2 + 4b_2 h u[n+1])}; \quad (7)$$

для емкости

$$u_C[n+1] = \frac{h i[n+1] + d_1 u_C[n] (d_1^2 - 2d_1 d_2 u_C[n] + (d_1 - 2d_2 u_C[n]) (d_1^2 + 4d_2^2 u_C[n]^2 + 4d_2 h i[n+1]) \rightarrow + 4d_2^2 u_C[n]^2 + 2d_2 h i[n+1])}{(d_1 - 2d_2 u_C[n]) (d_1^2 + 4d_2^2 u_C[n]^2 + 4d_2 h i[n+1])}; \quad (8)$$

Нетрудно убедиться, что полученные соотношения являются справедливыми и для случая, если реактивные элементы являются линейными.

На дуальной основе аналогично определяются дискретные модели фрагмента схемы (рис. 1,б), представляющей параллельное соединение нелинейных резистивного активного двухполюсника с характеристикой (2), индуктивности и емкости:

$$\begin{aligned}
 i[n+m] &= C/D; \\
 C &= \sum_{k=0}^N (h_k + d_k^d) u[n+m]^k \sum_{k=1}^N \frac{b_k^d k}{(b_1^d)^{k-1}} \sum_{j=0}^{k-1} C_k^j u[n+m]^j \times \\
 &\times (-b_0^d)^{k-j} + u[n+m] - b_0^d + \sum_{k=2}^N \frac{b_k^d (k-1)}{(b_1^d)^k} \times \\
 &\times \sum_{j=0}^k C_k^j u[n+m]^j (-b_0^d)^{k-j}; \\
 D &= \sum_{k=1}^N \frac{b_k^d k}{(b_1^d)^{k-1}} \sum_{j=0}^{k-1} C_k^j u[n+m]^j (-b_0^d)^{k-j}. \quad (9)
 \end{aligned}$$

Для построения дискретной модели на $[n+m+1]$ -м шаге необходимо определить значение тока индуктивности на $[n+m]$ -м шаге с использованием явной модели (3).

Таким образом, любой фрагмент простой схемы замещения нелинейной динамической цепи может быть заменен эквивалентной дискретной схемой замещения, представляющей собой нелинейный резистивный активный двухполюсник. Его параметры зависят от значений переменных состояния на предыдущих шагах. В связи с этим при выполнении преобразований переменные состояния не могут быть формально исключены. В данном случае возможны два алгоритма.

В первом преобразования выполняются таким образом, чтобы переменные состояния являлись только независимыми переменными. В этом случае численно-аналитическое моделирование возможно только для таких фрагментов схем замещения, замена которых эквивалентной схемой не приводит к исключению ни одной из переменных состояния. В результате применения этого алгоритма к классу непреобразуемых фрагментов должны быть отнесены: последовательное соединение сопротивления и емкости, индуктивности и емкости, параллельное соединение сопротивления и индуктивности, емкости и индуктивности. Это ограничение существенно снижает возможности численно-аналитического моделирования. Этот алгоритм оказывается применим только для последовательного соединения сопротивления и индуктивности и параллельного сопротивления и емкости. Моделирование смешанного соединения оказывается невозможным, так как уже на следующем шаге алгоритм сталкивается с указанными выше ограничениями. Поэтому более оптимальным представляется второй алгоритм.

При его использовании допускается выбор переменных состояния в качестве зависимых переменных. Преобразования выполняются по методике, рассмотренной в [6]. Единственной от-

личительной особенностью является необходимость сохранения зависимости переменных состояния от выбранных независимых переменных — напряжений и токов в части схемы, не затронутой преобразованиями. Эти явные зависимости должны дополнять определяемую эквивалентную дискретную схемную модель и являться таким образом ее сопровождающими моделями.

Получаемые при использовании второго алгоритма дискретные модели любой простой схемы замещения нелинейных динамических цепей представляют собой две системы уравнений. Первая из них — в общем случае неявная модель схемы на $[n+m]$ -м шаге — устанавливает связь независимых переменных схемы и внешних воздействий:

$$F(Y[n+m], U[n+m]) = 0, \quad (10)$$

где $Y[n+m]$ — матрица-столбец независимых переменных; $U[n+m]$ — матрица-столбец внешних воздействий.

Эта система уравнений дополняется второй — явной сопровождающей моделью:

$$X[n+m] = \left. \begin{array}{l} S(Y[n+m], U[n+m], X[n+m-1], \dots, X[n]; \\ X'[n+m-1], \dots, X'[n], \dots \end{array} \right\} \quad (11)$$

которая позволяет вычислить переменные состояния на $[n+m]$ -м шаге. Последние используются для формирования модели (10) на следующем шаге.

В отличие от метода переменных состояния [5] для построения дискретных моделей простых схем замещения нелинейных динамических цепей не требуется формирования системы уравнений, связанного с определенными трудностями. Однако основным преимуществом второго алгоритма является то, что в отличие от метода переменных состояния на первом этапе определяются по неявной модели реакции схемы, а на втором — вычисляются по явной модели переменные состояния для формирования дискретной модели на следующем шаге. В связи с их раздельным определением получаемая модель допускает «распараллеливание» вычислений. Трудоемкость моделирования определяется числом обращений исходных нелинейных зависимостей.

Размерность получаемой явной модели зависит от количества переменных состояния, выбранных в качестве зависимых переменных. При необходимости повышение точности полученной численно-аналитической модели возможно путем выполнения нескольких итераций согласно методике, изложенной в статье [6].

В связи с трудоемкостью вычислений численно-аналитических моделей вручную использу-

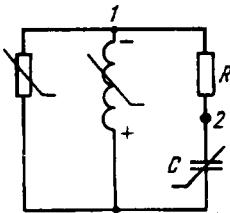


Рис. 2

зованы новые информационные технологии. Разработаны программы в среде символьных вычислений MAPLE V RELEASE 4 для WINDOWS 95, позволяющие автоматизировать определение искомых зависимостей в аналитическом и численно-аналитическом виде.

Пример 1. В качестве примера рассмотрим моделирование схемы замещения (рис. 2). Фрагменты схемы замещения такого типа имеют автогенераторы, реализованные на транзисторных аналогах негатронов, используемые в датчиках контроля параметров окружающей среды [8]. Характеристики нелинейных элементов являются полиномиальными. Максимальная степень аппроксимирующего полинома равна $N=2$.

Размерность системы уравнений, сформированных по модифицированному узловому методу [4], равна шести. При использовании второго алгоритма и полученных выше соотношений определено, что дискретная численно-аналитическая модель рассматриваемой схемы замещения описывается системой двух уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{\varphi_2[n+1] - \varphi_1[n+1]}{R} + \frac{a_2(\varphi_1[n+1] - a_0)^2 + a_1^2(\varphi_1[n+1] - a_0)}{a_1(a_1^2 + 2a_2\varphi_1[n+1] - 2a_2a_0)} + \\ + \frac{(h\varphi_1[n+1] + b_1i_L[n])(b_1^2 - 2b_1b_2i_L[n] + 4b_2^2i_L[n]^2 + 2b_2h\varphi_1[n+1])}{(b_1 - 2b_2i_L[n])(b_1^2 + 4b_2^2i_L[n]^2 + 4b_2h\varphi_1[n+1])} = 0; \\ \frac{(h(\varphi_1[n+1] - \varphi_2[n+1]) + Rd_1\varphi_2[n])H}{R(d_1 - 2d_2\varphi_2[n])(R(d_1^2 + 4d_2^2\varphi_2[n]^2) + 4d_2h(\varphi_1[n+1] - \varphi_2[n+1]))} - \\ - \varphi_2[n+1] = 0; \\ H = R(d_1^2 - 2d_1d_2\varphi_2[n] + 4d_2^2\varphi_2[n]^2) + \\ + 2d_2h(\varphi_1[n+1] - \varphi_2[n+1]). \end{aligned}$$

Одна переменная состояния — ток через индуктивность — была выбрана в качестве зависимой переменной, поэтому для построения модели на следующем шаге необходимо использовать одномерную сопровождающую модель:

$$i_L[n+1] = \frac{(h\varphi_1[n+1] + b_1i_L[n])(b_1^2 - 2b_1b_2i_L[n] + 4b_2^2i_L[n]^2 + 2b_2h\varphi_1[n+1])}{(b_1 - 2b_2i_L[n])(b_1^2 + 4b_2^2i_L[n]^2 + 4b_2h\varphi_1[n+1])}.$$

Полученная модель имеет меньшую размерность системы уравнений по сравнению с ис-

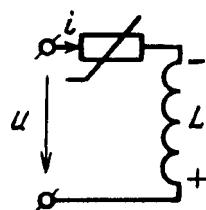


Рис. 3

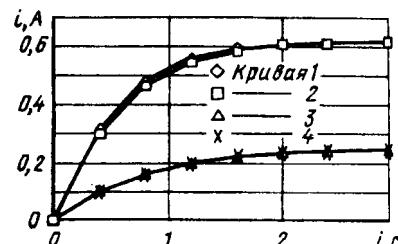


Рис. 4

ходной и допускает применение при различных параметрах элементов и переменном шаге интегрирования. При использовании полученной численно-аналитической модели возможно «распараллеливание» процесса моделирования некоторых типов автоколебательных систем.

Пример 2. Необходимо определить зависимость от времени входного тока $i(t)$ в диапазоне от 0 до 3 мс для схемы замещения (рис. 3). Здесь $L=1$ Гн, вольт-амперная характеристика нелинейного элемента описывается соотношением $u(i)=1+i+i^2$. Для примера параметры схемы замещения выбраны таким образом, чтобы существовало аналитическое решение, что позволяет выполнить сравнительный анализ получаемой численно-аналитической модели.

Для решения поставленной задачи использована программа MAPLE V RELEASE 4 для WINDOWS. Результаты расчетов аналитического выражения, полученного в результате решения дифференциального уравнения с использованием пакета MAPLE, при $u=2$ В и $u=1,3125$ В представлены на рис. 4 (кривые 1 и 3 соответственно).

При использовании неявного метода Эйлера [4] с шагом h и начальных условиях $i(0)=0$ рассмотренный выше аппарат моделирования схем замещения лестничной структуры позволяет определить дискретную численно-аналитическую модель, описывающую рассматриваемую схему замещения на $(n+1)$ -м шаге

$$i[n+1] = \frac{(u[n+1]h - h + Li[n])(u[n+1]h^2 + Lhi[n] + 2Lh + L^2)}{(h+L)(L^2 + 2Lh - h^2 + 2Lhi[n] + 2hu[n+1])}. \quad (12)$$

При заданных параметрах схемы и шаге интегрирования $h=0,1$ последнее выражение упрощается:

$$i[n+1] = \frac{F}{1309 + 22u[n+1] + 220i[n]},$$

$$F = u[n+1]^2 + 119u[n+1] + 1190i[n] + 20u[n+1] \times \\ \times i[n] + 100i[n]^2 - 120,$$

где $i[n]$ — значение тока на предыдущем шаге.

Результаты расчетов тока $i(t)$, выполненные с использованием полученной модели при $u=2$ В

и $u=1,3125$ В, приведены на рис. 4 (кривые 2 и 4 соответственно). Анализ приведенных результатов позволяет сделать вывод, что погрешность расчетов с использованием дискретных моделей не превышает 3,5%. При этом погрешность может быть уменьшена при выборе меньшего шага h . Полученная численно-аналитическая модель (12) допускает использование при различных параметрах индуктивности L и переменном шаге h .

Выводы. 1. Применение разработанных алгоритмов позволяет автоматизировать на основе новых информационных технологий определение численно-аналитических моделей дискретных схем замещения нелинейных динамических цепей простой топологии, описываемых оператором Немыцкого, в виде дробно-рациональных неявных зависимостей, дополненных сопровождающими моделями.

2. Достоинством рассмотренных алгоритмов является возможность выполнения раздельного моделирования отдельных фрагментов схем замещения, что позволяет уменьшить размерность задачи на каждом этапе моделирования и делает их применимыми для схем большой размерности и отдельных участков, имеющих простую топологию, сложных схем замещения.

3. Полученные дискретные модели могут быть использованы при разработке средств программной поддержки схемотехнических САПР.

4. Разработанный аппарат моделирования допускает реализацию на многопроцессорных вычислительных структурах вследствие раздельного анализа переменных состояния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ионкин П.А., Максимович Н.Г., Миронов В.Г. и др. Синтез линейных электрических и электронных цепей (метод переменных состояния). — Львов: Вища школа, 1982.
2. Данилов Л.В. Ряды Вольтерра—Пикара в теории нелинейных электрических цепей. — М.: Радио и связь, 1987.
3. Богданович Б.М. и др. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи. — М.: Радио и связь, 1990.
4. Влах И., Сингхал К. Машины методы анализа и проектирования электронных схем. — М.: Радио и связь, 1988.
5. Стахив П.Г. Анализ динамических режимов в электронных схемах с многополюсниками. — Львов: Вища школа, 1988.
6. Зинченко Л.А. Аналитические приемы преобразований нелинейных резистивных схем замещения электрических цепей лестничной структуры. — Электромеханика, 1994, № 3.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1984.
8. Негоденко О.Н., Липко С.И., Зинченко Л.А., Прокопенко В.Г. Схемотехника экологических датчиков с пьезоэлектрическими резонаторами / Изв. СКНЦ ВШ, сер. техн. науки, 1992, № 3—4.

[19.11.97]

Автор: Зинченко Людмила Анатольевна в 1987 г. окончила факультет микроэлектроники и электронной техники Таганрогского государственного радиотехнического университета (ТГРУ). В 1993 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме «Преобразования резистивных схем замещения электрических цепей с нелинейными элементами» в Новочеркасском государственном техническом университете. Доцент кафедры теоретических основ электротехники ТГРУ.

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие биографические сведения об авторах. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов
2. Какой факультет, какого вуза и когда закончил
3. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита
4. Место настоящей работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять краткий (4—5 предложений) реферат на русском и английском языках (включая название), а также ключевые слова.

Определение износа контактных поверхностей электрических аппаратов с использованием систем телемеханики

КИРСАНОВ А.В.

Рассматривается применение микроконтроллеров для определения износа контактных поверхностей электрических аппаратов. Приводится схема диагностического комплекса. Описывается конструкция датчика, опытная установка которого планируется на одной из тяговых подстанций московского городского наземного электротранспорта.

Ключевые слова: электрические аппараты, износ контактов, диагностика

Стремительное развитие компьютерной техники и систем телекоммуникаций оказывает влияние на широкое использование телемеханических комплексов и систем SCADA. Внедрение крупных систем SCADA дает возможность службам эксплуатации и управления промышленными объектами уделять больше внимания обслуживанию системы, сокращать время на локализацию неисправности, ее устранение, предупреждение и ликвидацию. Одним из применений систем SCADA является диагностика состояния не только технологического объекта в целом, но и отдельных его элементов.

Встраивание микропроцессоров и микроконтроллеров в отдельные элементы системы представляет собой перспективное направление и является весьма полезным дополнением систем SCADA в целом. Кроме того, диагностика элементов управления и сбора информации, особенно в крупных системах, охватывающих иногда целые регионы, позволяет сэкономить финансовые и людские ресурсы.

Цель данной статьи — применение микроконтроллеров для определения износа контактных поверхностей электрических аппаратов.

Исследование состояния контактных поверхностей не является новым направлением. С появлением бесконтактных (твердотельных) коммутационных аппаратов интерес к этой области, особенно в последние годы, стал ослабевать. Тем не менее существует огромное количество аппаратов, принцип действия которых основан на коммутации электрического тока с помощью контактов. Спектр применения электрических аппаратов подобного типа огромен. Это электрические подстанции, распределительные пункты, тяговые подстанции для снабжения электротранспорта энергией и др. Следует также отметить, что вопрос локальной диагностики является общим. Ее можно применять не только для электрических аппаратов, но и для других устройств. Электрические аппараты выбраны для конкретизации существующей проблемы.

The application of microcontrollers for diagnosing contact surface wear and tear of electric apparatuses is considered. A diagnostics complex scheme is given. An experiment pickup unit construction which is to be installed at one of the traction substations of the Moscow city electric ground transport is described.

Ключевые слова: *electric apparatuses, contact surface wear and tear, diagnostics*

Первые основательные исследования процессов, происходящих на контактных поверхностях, были проведены Р.Хольмом в 60-е годы. Были рассмотрены дуговые процессы и влияние дуги на поверхности контактов, состояние контактов в замкнутом положении, при их замыкании и размыкании. Были введены понятия сопротивления стягивания и определения площадки контактных поверхностей и т. д. Исследования продолжили зарубежные и отечественные ученые. Поэтому существует большой объем информации в этой области. Последние разработки касались предсказания коммутационных характеристик электрических аппаратов. Были созданы целые диагностические комплексы для лабораторных исследований контактных поверхностей аппаратов переменного и постоянного тока. Это была дорогостоящая и громоздкая аппаратура. О применении таких комплексов для контроля в процессе эксплуатации аппаратов не могло быть и речи, поскольку размеры подобной техники превышали размеры самих аппаратов. Кроме того, уровень технологии того времени не позволял использовать необходимое измерительное и вычислительное оборудование непосредственно на месте эксплуатации. Стоимость применяемой техники была высокой, и применение оборудования подобного класса было нерентабельным.

В настоящее время промышленность, производящая вычислительную и измерительную технику, предлагает большой выбор компактных и надежных элементов (однокристальных микроконтроллеров, точных датчиков, надежных средств коммуникации), позволяющих снабдить, например, мощные выключатели необходимым комплектом оборудования для проведения диагностики контактных поверхностей не в лаборатории, а непосредственно на объекте. Практически речь идет о диагностическом датчике, который по результатам измерений вычислял бы коэффициент износа контактов. Естественно, собранную информацию необходимо тем или иным способом доставить об-

служивающему персоналу. Имеется два варианта: обслуживающий персонал прибывает на место эксплуатации оборудования и считывает из памяти контроллера данные;

информация по каналам связи передается в диспетчерский пункт.

Конечно, более удобным является второй вариант, но подводить к каждому агрегату канал связи дорого и нецелесообразно.

Сегодня доставка информации подобного рода не представляет проблемы. Одним из решений поставленной задачи может быть использование телемеханического оборудования.

На рисунке приведена структурная схема проведения диагностирования состояния объекта в режиме «on-Line».

Диагностируемый объект — отдельный элемент технологического процесса (например, мощный линейный выключатель на электрической подстанции).

Диагностический датчик — микропроцессорное устройство на базе однокристального микроконтроллера, оснащенного измерительным оборудованием и цифровым последовательным портом (например стандарта RS-485).

Датчик — стандартный датчик, установленный на телемеханизированном объекте (измеритель напряжения, тока, температуры и т.д.).

Удаленный контроллер — программируемый логический контроллер (дистанционный терминал), оборудованный портами ввода/вывода (RS-232, RS-485 и т.д.), а также модулями ввода/вывода для осуществления сбора информации от датчиков.

Элемент системы технологического процесса — объект, представляющий собой часть системы технологического процесса, например, электрическая подстанция, являющаяся одной подстанцией из системы подстанций, снабжающих электротранспорт крупного города.

Компьютер диспетчера — персональный компьютер с программным обеспечением для анализа, обработки и представления информации о состоянии системы, а также управления технологическим

процессом.

Канал передачи данных — специальный канал, выделенный для передачи данных, или сетевая структура, представляющая свои ресурсы для передачи информации.

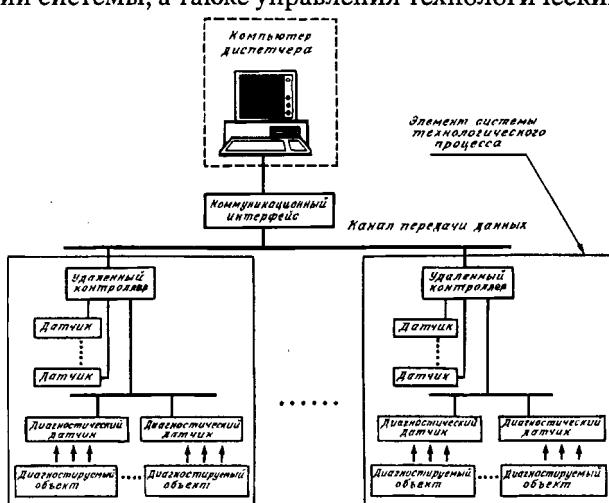
Описанная структура представляет собой стандартную телемеханическую систему для диспетчерского управления и сбора данных. Таким образом, датчик износа контактов проводит измерения, накапливает статистику параметров срабатывания контактов и по последовательному порту передает данные программируемому контроллеру, установленному на объекте. Программируемый контроллер обслуживает весь технологический объект и соединяется с диспетчерским компьютером по каналу (каналам) связи. На диспетчерском компьютере установлено программное обеспечение диспетчерской визуализации и обработки информации (SCADA software), позволяющее отображать собранные данные в удобной для обслуживающего персонала форме. Следует отметить, что микроконтроллер, на базе которого построен датчик, обладает объемом оперативной памяти, достаточным для сохранения статистической информации и по запросу программируемого контроллера передачи ее сначала последнему, а затем в диспетчерский центр для сохранения, накопления статистики и вычисления коэффициента износа.

Таким образом, службы эксплуатации будут иметь сведения о каждом аппарате в системе и проводить регламентные работы, когда уровень износа контактов окажется близким к критическому.

Остановимся подробнее на конструкции датчика. Диагностический датчик реализуется на однокристальном контроллере производства фирмы Motorola семейства MC68HC11. Это однокристальная микросхема, снабженная восемью аналоговыми измерительными каналами (8 разрядов). Кроме того, микроконтроллер снабжен последовательным цифровым портом. Оперативная память может быть от 512 байт до 2 Кбайт в зависимости от модификации контроллера. Таким образом, в зависимости от того, за какой период времени нужно сохранять информацию, выбирается соответствующий тип контроллера. Для передачи данных выбран протокол Modbus, ставший для локальных систем управления и автоматики стандартом «de-facto». Планируется опытная установка подобного датчика на одной из тяговых подстанций московского городского наземного электротранспорта. Следует отметить, что, кроме экономического эффекта, подобное техническое средство позволит получить большой объем данных для статистического анализа работы электрических аппаратов в реальных условиях.

[22.05.98]

Автор: Кирсанов Алексей Валерьевич окончил в 1995 г. электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ). Аспирант кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ.



Хроника

II Всероссийская научно-техническая конференция «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике»

(1–4 июня 1998 г., Чебоксары)

Конференция проходила в Чувашском государственном университете им. И.Н. Ульянова. Организатор конференции — Чувашский госуниверситет и Чувашский республиканский центр новых информационных технологий.

Открыл конференцию и обратился с приветственным словом к ее участникам заместитель председателя оргкомитета конференции проректор по научной деятельности Чувашского государственного университета, д.т.н., проф. Г.А. Белов. Он отметил особую роль новых компьютерных технологий в совершенствовании учебного процесса и научных исследований в вузах. Современный уровень информатизации всех сфер деятельности, в частности, недавно состоявшееся открытие центра Интернет позволяет университету расширять связи с вузами и научными учреждениями СНГ.

На пленарном заседании с докладом «Опыт ПО «Промприбор» по внедрению энерго- и ресурсосберегающих технологий в Чувашской Республике» выступил директор Инженерного центра ОАО «ЗЭиМ» В.Г. Питерский. Он подробно рассказал о современном состоянии и перспективах внедрения энерго- и ресурсосберегающих информационных технологий в республике, о деятельности республиканского научно-производственного центра «Энергосбережение», созданного по инициативе ОАО «ЗЭиМ», и о внедрении высокоеффективных технических средств учета производства и потребления энергии в промышленности и быту.

Доклад «Методы и устройства абонентского доступа», с которым выступил заведующий кафедрой новых информационных технологий ЧГУ, д.т.н., проф. Е.К. Лебедев, был посвящен актуальным проблемам внедрения в системы телекоммуникаций новых цифровых методов и устройств, обеспечивающих современный уровень скорости передачи, помехозащищенности и надежности. Передача компьютерных данных, текста, речи и видеоизображений по единой линии связи и разделение этих потоков в дешевом модеме — основная цель, к которой стремятся сегодня во всем мире разработчики телекоммуникационного оборудования.

Директор Чувашского РесЦНИТ, доц. В.И. Антонов рассказал об информационно-образовательной сети Чувашской Республики. Он дал подробную информацию об открытии в Чувашском госуниверситете Интернет-центра.

В программу конференции было включено 102 доклада 160 авторов. Среди докладчиков преподаватели, научные сотрудники и магистры 30 вузов и организаций из 21 города России.

На конференции работало 7 секций:

Секция 1. Общие проблемы информатизации в электротехнике и электроэнергетике. Руководитель — д.т.н., проф. Г.А. Немцев.

Секция 2. Цифровые системы управления: тео-

ретические и прикладные аспекты. Руководитель — д.т.н., проф. Г.А. Белов.

Секция 3. Цифровая обработка сигналов в электротехнике и радиоэлектронике. Руководитель — д.т.н., проф. Е.К. Лебедев.

Секция 4. Цифровая регистрация, хранение и обработка динамических процессов в электроэнергетических системах. Руководитель — к.т.н., доц. В.М. Шевцов.

Секция 5. Интеллектуальные программные комплексы и системы имитационного моделирования. Руководитель — директор Чувашского республиканского ЦНИТ, к.т.н., доц. В.И. Антонов.

Секция 6. Цифровые каналы, сети и системы телекоммуникаций. Руководитель — директор Чувашского РесЦНИТ, к.т.н., доц. В.И. Антонов.

Секция 7. Новые информационные технологии и высшее электротехническое и электроэнергетическое образование. Руководитель секции — к.т.н. Н.М. Лазарева.

Программа и материалы¹ конференции изданы в издательстве ЧГУ до начала ее работы.

Тематика докладов охватывает широкий круг проблем: построение цифровых систем управления электротехническими объектами, методы и средства информационного обеспечения технологических процессов в электротехнике и электроэнергетике, контроля и управления потреблением электроэнергии, методы математического моделирования и расчета режимов работы электроэнергетических систем; цифровая регистрация, хранение и помехоустойчивая обработка электротехнических и радиоэлектронных сигналов. Особый интерес вызвали доклады об интеллектуальных программных комплексах и средах имитационного моделирования.

Конференция отметила актуальность вынесенных на обсуждение проблем, констатировала, что научные коллективы многих вузов и организаций России активно внедряют новые информационные технологии в области электротехники и электроэнергетики.

Были приняты следующие решения:

1. Одобрить работу Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по систематическому проведению всероссийских научно-технических конференций «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике».

2. Опубликовать рекомендованные секциями доклады конференции в научном журнале «Вестник Чувашского университета».

3. Провести очередную конференцию «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике» в июне 2000 г.

Белов Г.А., Антонов В.И., Лазарева Н.М.

¹ Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Матер. II Всерос. науч.-техн. конф. / Чебоксары: Изд-во ЧГУ, 1998.

Всемирный электротехнический конгресс — ВЭЛК-99

В январе 1998 г. правительством Российской Федерации было подписано распоряжение о проведении в Москве летом 1999 г. Всемирного электротехнического конгресса и специализированной научно-коммерческой выставки новейших достижений в области электротехники. Такие крупные и представительные международные форумы электротехников (ВЭЛК) проводятся редко. Так, предшествующие конгрессы проводились: в 1916 г. в Берлине, в 1932 г. в Париже, в 1977 г. в Москве.

Организаторами ВЭЛК-99, который будет проходить под девизом «На рубеже веков: итоги и перспективы», в соответствии с упомянутым распоряжением правительства РФ являются: Министерство науки и технологий России, Министерство экономики России, Российская Академия наук, Академия электротехнических наук РФ, Международная академия электротехнических наук, а также правительство Москвы. Активное участие в проведении конгресса примут Международная электротехническая комиссия, ЮНЕСКО, ЮНИДО, СИГРЭ и другие международные организации, университеты и фирмы. Конгресс должен способствовать повышению престижа и развитию Российской электротехнической науки и промышленности, созданию новых возможностей для производства электротехнической продукции и активизации ее выхода на международный рынок.

ВЭЛК-99 будет посвящен глобальным проблемам в области электротехники, электроэнергетики и электроники.

Особое внимание будет уделено прогнозам мирового потребления электроэнергии и электротехнической продукции на ближайшие десятилетия, перспективным направлениям развития электротехники и связанных с ней областей современной науки и техники, развитию электротехнической науки и промышленности, созданию новых возможностей для производства электротехнической продукции, крупным региональным и межрегиональным проектам, а также другим актуальным проблемам.

Основными целями ВЭЛК-99 являются консолидация ученых, специалистов и предпринимателей, работающих в области электротехники, электроэнергетики, электроники и информационной техники, конверсия оборонных высоких технологий, направленная на защиту человека и окружающей среды, инвестирование и международная кооперация в электротехнике и в смежных с ней областях науки и техники.

В состав международных почетного и организационного комитетов, национальных организационного и выставочного комитетов входят крупнейшие ученые и специалисты, организаторы науки и

промышленности Российской Федерации, США, Германии, Великобритании, Франции, Италии, Канады, Японии, Китая, Австралии, Индии, Египта, Финляндии, Польши, Словакии, Украины, Узбекистана и других государств.

Помимо докладов крупнейших ученых и специалистов на пленарных заседаниях ВЭЛК-99 будут заслушаны доклады и выступления на следующих секциях:

1. Производство, передача и распределение электроэнергии.
2. Высоковольтное оборудование и силовая электроника.
3. Промышленные электротехнические системы.
4. Электротехнология.
5. Электротехнические системы транспорта.
6. Электротехнические материалы и кабельная техника.
7. Электротехника в космосе.
8. Диагностика и безопасность в электротехнике и электроэнергетике.
9. Электрофизические и сверхпроводящие устройства.
10. Светотехника.
11. Проблемы информации в экономике и социальной сфере.
12. Электротехника и электроника в медицине.
13. Развитие мировой системы электротехнического образования.
14. Стандартизация, сертификация и метрология в электронике.

Во время проведения конгресса пройдет специализированная электротехническая выставка.

В рамках конгресса и специализированной выставки намечено проведение круглых столов и деловых встреч, в которых предполагается широкое участие ученых и специалистов, представителей деловых кругов различных стран мира.

Организационный комитет конгресса подготовил и распространил информационные сообщения о ВЭЛК-99 на русском и английском языках, в которых определены условия участия в конгрессе и выставке отечественных и зарубежных ученых и специалистов, сроки представления тезисов и докладов для своеевременного издания трудов конгресса, порядок представления и правила оформления материалов для участия в ВЭЛК-99, а также сроки представления и размеры регистрационных взносов: указаны банковские реквизиты, адрес, номер телефона, факса и электронной почты организационного комитета ВЭЛК-99.

*Герасимов В.Г., президент АЭН РФ,
председатель национального организационного комитета ВЭЛК-99*

Публикуемая ниже статья посвящена академику Андронику Гевондовичу Иосифьяну — выдающемуся электротехнику, крупному инженеру и изобретателю, талантливому организатору науки, одному из основоположников отечественного ракетостроения и космонавтики, создателю Института электромеханики (ныне ВНИИЭМ им. А.Г. Иосифьяна), ставшему крупнейшим центром российской электротехнической науки.

В уходящем году исполнилось 5 лет со дня смерти Андроника Гевондовича.

А.Г. Иосифян был удостоен звания Героя Социалистического Труда, награжден четырьмя орденами Ленина, двумя орденами Трудового Красного Знамени, орденом Октябрьской Революции. Он лауреат государственных и Ленинской премий, заслуженный деятель науки и техники России и Армении.

Памяти Андроника Гевондовича Иосифьяна (1905—1993)

Среди отечественных ученых, деятельность которых заметно повлияла на развитие науки и техники XX в., одно из почетных мест принадлежит Андронику Гевондовичу Иосифьяну, научная, инженерная и общественная деятельность которого, возможно, мало известна широкой общественности, так как долгие годы была скрыта завесой секретности.

До конца своих дней Андроник Гевондович вел интенсивную и плодотворную работу по ряду важнейших направлений современной электротехнической науки. Перечень его заслуг настолько велик, что может вызвать удивление: возможно ли, даже прожив долгую жизнь, оставить столь заметный след в решении многочисленных, подчас фундаментальных, задач науки уходящего века? Объяснение этому, вероятно, надо искать в особенностях личности и многогранности таланта А.Г. Иосифьяна.

Андроник Гевондович родился 21 июля 1905 г. в маленьком армянском селении Цмакагог Нагорного Карабаха в семье учителя. Семнадцатилетним подростком вступил в Красную Армию и служил в батальоне связи телефонистом. В 1925 г. стал студентом электромеханического факультета Бакинского политехнического института, где сделал первые изобретения по военной электротехнике. Одновременно работал электромонтером на первой в стране электрифицированной железной дороге. Его изобретениями заинтересовались в Техштабе вооружений Красной Армии и вызвали в Москву, во Всесоюзный электротехнический институт. Здесь он защитил дипломный проект и получил приглашение работать в отделе, которым руководил академик К.И. Шенфер. С 1931 по 1941 гг. А.Г. Иосифян создавал в ВЭИ новые конструкции, схемы и системы электрических машин, аппаратов автоматического регулирования и телеуправления. Уже через год молодой инженер становится начальником лаборатории с самостоятельной программой исследований и изобретений.

Бот далеко не полный перечень объектов исследований А.Г.Иосифьяна в ВЭИ: линейные двигатели, бесконтактные сельсины, электромашинные усилители (амплидины), тиатронные схемы синхронного вращения, синхронно-следящие системы автоматического регулирования и управления, силовые синхронно-следящие системы с дистанционным управлением, электрические машины минимальной массы для летательных аппаратов.

Ряд изобретений, сделанных А.Г. Иосифьяном в то время, относился к военной электротехнике.

Многие исследования велись практически одновременно, их результаты нередко открывали новое направление в электротехнике либо опережали свое время.

В середине 30-х годов газеты писали «На Всемирной выставке в Нью-Йорке, на площадке в тридцать квадратных метров посетитель увидит Магнитогорск, величественный, несмотря на уменьшение во много раз против натуральной величины. В панораме проложено большие шестидесяти метров «железнодорожный путей». Перед инже-



А.Г. Иосифян (фото 1975 г.)

нерно-техническим персоналом, работавшим над панорамой, стояла серьезная задача — осуществить бесперебойное движение моделей железнодорожных составов. По предложению инженера Иосифьяна устроена так называемая магнитофугальная железная дорога. Движение поездов управляется специальным автоматом без какого бы то ни было участия человека». Практическая реализация железных дорог со сверхскоростными поездами, основанная на этом принципе, началась в ФРГ и Японии лишь в конце 70-х годов.

В 30-е годы, когда еще мало кто слышал, а тем более знал о вертолете, А.Г. Иосифьян, предвидя большое будущее этого вида авиационной техники, уже создавал электровертолет. Ему удалось изготавить в ВЭИ асинхронный двигатель рекордно малой массы и поднять в воздух привязной электропропеллер с таким двигателем. Исследовательские работы прервала война.

Работа над бесконтактным сельсином — наиболее наглядный пример типичной для А.Г. Иосифьяна целеустремленной и творческой деятельности. Бесконтактный сельсин конструкции А.Г. Иосифьяна до сих пор является неотъемлемой частью многих схем следящего привода и автоматического регулирования. Во время войны он широко применялся в системах управления артиллерийским огнем, в авиации, радиолокации и т.д.

К началу войны А.Г. Иосифьян был уже сложившимся ученым и опытным инженером, работающим над широким кругом проблем, стремящимся к масштабной реализации творческих замыслов, способным четко и с размахом организовать работу. В 35 лет Андроник Гевондович был доктором технических наук, профессором.

В сентябре 1941 г. нарком электротехнической промышленности И.Г. Кабанов назначил А.Г. Иосифьяна директором фактически еще не существующего Государственного союзного завода № 627 по созданию новых образцов военной электротехники.

На протяжении всей войны Андроник Гевондович умело руководил непрерывно увеличивавшим-

ся коллективом завода. В короткие сроки в пустых помещениях эвакуированного предприятия были развернуты производственные помещения и научные лаборатории, образцы военной электротехники доводились до опытных серий и передавались для серийного изготовления.

Основную продукцию завода составляли электрические машины, сельсины, амплиидны, радиостанции, комплексные системы электропитания, следящего привода, автоматики, передвижная энергетика, различного рода аппараты и регуляторы, некоторые виды вооружения. Например, первые радары с огневой наводкой, использующие изготовленные на заводе сельсины А.Г. Иосифьяна, появились на фронте уже в 1942 г. Партизаны получали технику и специальное вооружение непосредственно на заводе.

Большинство разработок было новым и раньше электропромышленностью не освоено. Продукция завода создавалась на базе новых типов магнитов, изоляции, лаков, металлокерамики, также разработанных заводскими специалистами.

За два года существования завод превратился в единственный в стране электротехнический институт малого и среднего электромашиностроения, аппаратостроения и электротехнических материалов и к концу войны был преобразован в Научно-исследовательский институт электромеханики, который Андроник Гевондович Иосифьян возглавлял тридцать лет. Институт развивался как научно-производственная организация по созданию новейших образцов электротехники и комплексных систем электромеханики с использованием последних достижений фундаментальных и прикладных наук, а также творческих достижений и богатого опыта коллектива.

Особенности деятельности и потенциальные возможности коллектива НИИ-627 ярко проявились при создании в 40-х годах системы управления орудийным огнем и всего электротехнического оборудования тяжелого бомбардировщика ТУ-4. Он создавался по указанию Сталина как аналог американской «летающей крепости» Б-29 на отечественных материалах и оборудовании. Авиационная промышленность страны в то время не была готова решить эту задачу. А.Г. Иосифьян взял работу в институт по своей инициативе, без согласия Наркомата с большой долей риска. К работе были привлечены пять заводов электротехнической отрасли, несколько заводов авиационной промышленности и другие организации.

За короткий срок в НИИ-627 было создано 42 типа новых отечественных электрических машин и аппаратов, не уступающих американским. Соревнование с американской техникой, представлявшей квинтэссенцию мировой технической мысли и технологии того времени, НИИ-627 не проиграл. Совокупный результат работы оказался масштабным. Была сдана партия из 28 бомбардировщиков, на-



А.Г. Иосифьян с академиками В.Ф. Миткевичем и Я.М. Шателеном

ладку электротехнических систем которых делали инженеры, конструкторы и рабочие НИИ-627. Участники работы получили правительственные награды и были отмечены Сталинской премией.

Как правило, все крупные разработки НИИ-627 в области военной электротехники находили применение в народном хозяйстве страны, обеспечивая высокий уровень развития электротехнической промышленности. И лично роль А.Г. Иосифьяна в этом трудно переоценить.

В 1959 г. НИИ-627 был официально преобразован во Всесоюзный научно-исследовательский институт электромеханики. Институт стал крупнейшим центром отечественной электротехники по созданию образцов новой техники и уникальных комплексных систем электромеханики, обеспечивающих прогрессивное развитие народного хозяйства и оборонной отрасли. Филиалы и отделения ВНИИЭМ были созданы по всей стране. Многие регионы России, а также Армения, Киргизия, Украина и другие бывшие союзные республики становлением электропромышленности во многом обязаны ВНИИЭМ.

Головной институт делился со своими филиалами оборудованием, обеспечивал научное руководство, обучение кадров, организовывал научно-технические и практические конференции, издавал научные труды. Некоторые организации становились самостоятельными и успешно развивались, обогащенные традициями и опытом ВНИИЭМ. Так создавалась замечательная школа электромехаников, объединившая ученых, инженеров, руководителей электропромышленности.

Приведем далеко не полный перечень направлений деятельности ВНИИЭМ, по которым были получены наиболее значительные результаты, создано несколько поколений электротехнических изделий и электромеханических комплексов:

единные общесоюзные серии электрических машин общепромышленного назначения, серии микродвигателей, гистерезисных и бесщеточных двигателей, биротативных двигателей постоянного тока;

серии автономных электростанций для вооруженных сил, средств связи, сельского хозяйства;

серии агрегатов, комплексного оборудования и комплексных силовых систем для военно-морского флота, атомных ледоколов, атомной энергетики, ракетно-космической техники;

электротехнические и электроизоляционные материалы; низковольтная аппаратура; преобразовательная техника;

электротранспорт;

электрические микромашины для летательных аппаратов;

электрические машины с использованием явления сверхпроводимости;

электротрактор; микроГЭС для колхозов;

управляющие вычислительные машины; систе-

мы автоматизированного контроля и проектирования; информационные системы; автоматизированные испытательные системы;

системы ориентации, стабилизации, программного поворота для космических аппаратов;

космические аппараты для метеорологии, исследования природных ресурсов и явлений космической физики, прогноза землетрясений.

В каждое из перечисленных выше направлений успешной деятельности ВНИИЭМ внес весомый личный вклад А.Г. Иосифьян. Под его руководством была реализована идея слияния в единый комплекс силового электрооборудования и управляющей электроники в системах электродвижения атомных ледоколов и подводных лодок, в системах управления электропривода прокатных станов, в системах управления и защиты ядерных реакторов атомных электростанций, в электромеханических системах космических аппаратов, в автоматизированных испытательных стендах больших электротехнических систем и т.д.

В начале 50-х годов кибернетика еще считалась у нас лженаукой, однако, А.Г. Иосифьян, не разделявший этого официального мнения, руководил созданием в НИИ-627 вместе с ЛУМС АН СССР первой в стране цифровой малогабаритной электронно-вычислительной машиной М-3. Работа велась вне тематического плана, почти подпольно, небольшим коллективом энтузиастов. Проявление «недозволенной инициативы» могло тогда дорого стоить ученому.

А.Г. Иосифьян, обладавший перспективным научным мышлением, начал готовить коллектив НИИ-627 к разработке электротехнических изделий для ракет сразу после войны. Изучались трофеиные материалы, велись опытные работы по собственным конструкциям. Вскоре А.Г. Иосифьян был назначен главным конструктором бортовой электротехники ракет и стал членом Совета главных конструкторов С.П. Королева и М.К. Янгеля.

Уникальное электрооборудование ракет созда-



А.Г. Иосифьян среди членов Совета главных конструкторов

валось коллективами ВНИИЭМ, его опытного завода и специально организованного филиала в Томске. На первой межконтинентальной баллистической ракете Р-7, с помощью которой запускались первый спутник (1957 г.) и гагаринский «Восток» (1961 г.) было установлено электрооборудование, созданное во ВНИИЭМ. За эту работу институт был награжден орденом Трудового Красного Знамени, многие исполнители — орденами и медалями, А.Г. Иосифьяну было присвоено звание Героя Социалистического Труда с вручением Золотой Звезды и ордена Ленина.

В начале 60-х годов зарождалось новое направление техники — практическая космонавтика. А.Г. Иосифьян посчитал ВНИИЭМ готовым к исследованиям в этом направлении. Он начал с фундаментальной подготовки. В институте была создана первая в мировой практике космическая электротехническая лаборатория КЭЛ «Омега» для исследования в условиях космоса основных электромеханических систем космического аппарата.

Два спутника «Омега» были запущены в 1963 г. Результаты испытаний стали основой для разработки электромеханических комплексов, электротехнического оборудования и проекта метеорологического спутника. Предусматривалась трехосная пространственная ориентация спутника на Землю с помощью впервые примененных для этой цели электродвигателей-маховиков и системы магнитной разрядки, что позволяло обходиться без топлива. Для солнечных батарей спутников была разработана специальная автономная система ориентации на Солнце. Проект был принят на конкурсной основе Межведомственной комиссией АН СССР. Менее чем через год спутник стартовал.

Созданный во ВНИИЭМ и запущенный в июне 1966 г. метеорологический ИСЗ «Метеор», по оценке Гидрометцентра, выдержал космический экзамен на отлично. С запуском этого и других подобных спутников началась опытная эксплуатация экспериментальной метеорологической космической системы «Метеор». После приемки Госкомиссией она стала Государственной метеорологической космической системой (ГМКС). Главным конструктором ГМКС был назначен А.Г. Иосифьян. В 1970 г. работа была отмечена Ленинской премией.

Стремление А.Г. Иосифьяна совершенствовать создаваемую технику, осваивать и развивать новое направление во многом способствовало возникновению космических аппаратов второго поколения «Метеор», спутников для изучения природных ресурсов «Метеор-Природа», исследования явлений космической физики (проект «Интеркосмос-Болгария»).

Научно-технологические и конструкторские решения, принятые специалистами ВНИИЭМ при создании серии «Метеор», вскоре нашли широкое применение в других космических аппаратах, в том

числе и в пилотируемых ракетах. По инициативе и при активном участии А.Г. Иосифьяна была создана автоматизированная система комплексных испытаний спутника (АИСТ), нашедшая применение и в других фирмах, занимающихся космическими проблемами.

Создание электроэнергетического оборудования для военно-морского флота стало одним из магистральных направлений деятельности ВНИИЭМ. Еще во время войны были разработаны и созданы независимые многомашинные источники электропитания для гироскопических приборов кораблей и подводных лодок, в дальнейшем они совершенствовались в нескольких поколениях.

В 60-х годах А.Г. Иосифьян руководил созданием во ВНИИЭМ всего электроэнергетического оборудования атомной подводной лодки. Впервые в мировой практике для подводной лодки создавались принципиально новые и уникальные электротехнические изделия и системы. Под руководством А.Г. Иосифьяна над этой проблемой эффективно работало и четко взаимодействовало несколько десятков организаций различных отраслей народного хозяйства, сотни исполнителей.

Опережая время, А.Г. Иосифьян развернул в конце 60-х годов по ВНИИЭМ работы по технической сверхпроводимости. Последовательное развитие исследований сформировало новое направление деятельности ВНИИЭМ — создание электрических машин с использованием явления сверхпроводимости для систем электродвижения кораблей и подлодок.

В 1969—1971 гг. ВНИИЭМ возглавил разработку новой единой серии асинхронных двигателей 4А. Трудно переоценить масштабы и народнохозяйственное значение этой работы, организатором и научным руководителем которой был А.Г. Иосифьян. Комплексная разработка конструкции и технологии производства двигателей была проведена на основе последних научно-технических достижений. Работы по созданию единых серий асинхронных двигателей 4А были отмечены государственными премиями.

В короткой статье трудно дать развернутое представление о значительном вкладе ВНИИЭМ и лично академика А.Г. Иосифьяна в научно-технический прогресс страны, невозможно и исчерпывающее описание многогранной, необыкновенно талантливой и творчески яркой личности Андronика Гевондовича.

Природа наградила его богатейшими интеллектуальными возможностями и неиссякаемой энергией. Его активная деятельность продолжалась более 60 лет, что несомненно самым благоприятным образом отразилось на успешном решении сложных и важных проблем отечественной электромеханики.

Гандилян С.В., канд. техн. наук

Игорь Николаевич Романенко

(К 60-летию со дня рождения)

Игорь Николаевич Романенко — известный ученый в области техники высоких напряжений, доктор технических наук, профессор.

Трудовую деятельность он начал фрезеровщиком на одном из заводов Симферополя. После двух лет работы в 1957 г. поступил в Московский энергетический институт на электроэнергетический факультет. Еще будучи студентом второго курса, И.Н. Романенко начал заниматься на кафедре техники высоких напряжений научной работой по сильноточным импульсным разрядам, технике их получения и применения. По окончании института был оставлен в очной аспирантуре для продолжения успешно начатой работы.

В 1966 г. после завершения учебы в аспирантуре и защиты кандидатской диссертации И.Н. Романенко поступил на должность ассистента в филиал МЭИ в Чебоксарах. Через два года был избран заведующим кафедрой теоретических основ электротехники.

Научные исследования И.Н. Романенко, как правило, заканчивались конкретными инженерными разработками, среди которых такие уникальные изделия, как установка для ускорения тел с начальными скоростями до 10 км/с, сверхмалоиндуктивные источники питания импульсных лазеров,



высоковольтные разрядники с индуктивностью менее 1 нГн, высоковольтные разрядники с частотой следования импульсов выше 1 кГц, генераторы высоковольтных импульсов с наносекундными длительностями фронтов и волновым сопротивлением в доли ома, импульсные генераторы плазмы, установка для штамповки миниатюрных изделий и др.

Результаты этих разработок представлены более чем в 100 статьях, опубликованных в центральных научно-технических журналах, в 49 авторских свидетельствах на изобретения и в монографии «Импульсные дуги в газах» (1976 г.).

В 1980 г. И.Н. Романенко успешно защитил докторскую диссертацию. Его научная и учебная работа была продолжена в Чувашском государствен-

ном университете, созданном на базе филиала МЭИ. В ЧуГУ И.Н. Романенко читал лекции по курсам техники высоких напряжений, теории диэлектриков, теоретических основ электротехники, основ прогрессивных технологий, создал три учебных лаборатории и издал соответствующие методические пособия.

В 1987 г. И.Н. Романенко был назначен генеральным директором НПО «Системпром». Его большие организаторские способности проявились в капитальном строительстве, налаживании производства. Он дважды избирался депутатом районных советов Чебоксар, членом двух научных советов АН СССР. Общественную работу он успешно сочетал с научными исследованиями и разработками. Некоторые результаты его разработок были представлены на выставках-семинарах в ФРГ, Японии, Великобритании и Финляндии.

В 1997 г. И.Н. Романенко перешел в Чебоксарский филиал Санкт-Петербургской государственной инженерно-экономической академии на должности заведующего кафедрой и проректора.

Коллеги и ученики сердечно поздравляют Игоря Николаевича с юбилеем, желают здоровья и дальнейших успехов в учебной и научной работе.

Указатель материалов, опубликованных в журнале «Электричество» в 1998 г.

Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	Автор и название статьи	№ журнала	Стр.
Теоретические основы электротехники					
Иванов В.В. О моделировании индукционного ускорения массивных тел	1	37	Поршинев С.В., Харитонов В.И. Особенности магнитного поля соленоида с постоянным током	6	71
Передельский Г.И., Диденко Ю.В., Афонин Е.Л. Частотно-независимые двухполюсники на основе четырехплечих мостовых цепей	1	71	Бутырин П.А., Аллатов М.Е. Непрерывная диагностика трансформаторов	7	45
Жиляев Г.И., Московкин Д.И., Хомутов М.А. Уравнение связи электромагнитных полей с волновым сопротивлением в линиях передачи с изменяющимися по длине параметрами	1	77	Абдалов Ш.И. Математические модели делителей частоты	7	61
Усов Н.А., Антонов А.С., Дыхне А.М., Лагарьков А.Н. К теории доменной структуры аморфного провода на основе кобальта	2	55	Волгин Л.И. Определение сопротивлений и проводимостей двухполюсников логико-алгебраическим методом	7	64
Снарский А.А., Буда С.И. Универсальная функция эффективной проводимости двухфазной слабо нелинейной среды вблизи порога протекания	2	67	Кенс Ю.А., Жураховский А.В. Реактивная мощность в линейных электрических цепях при периодических несинусоидальных режимах	8	55
Бондина Н.Н., Михайлов В.М., Райнин В.Е. Распределение тока в проводящей пластине с резко изменяющейся шириной	3	70	Цицикан Г.Н. Электромагнитное поле и силовые взаимодействия цилиндрического индуктора с проводящей пластиной при импульсном токе	9	52
Баранов М.И. Приближенные граничные условия для полого проводящего цилиндра в импульсном аксиальном магнитном поле	4	49	Ушаков А.Н., Ушакова Н.Ю. О развитии метода вторичных источников для расчета электромагнитного поля	9	68
Михайлов В.М. Расчет емкости и индуктивности проводящих тел при резко выраженном поверхностном эффекте	4	55	Хусаинов Ш.Н. Формирование уравнений электрической цепи по обобщенному контурно-узловому методу	10	57
Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Динамика электромагнитных сил при переходном скин-эффекте в прямолинейных шинопроводах	4	62	Новожилов О.П. Идентификация нелинейных четырехполюсников	10	62
Оганян Р.В. Аппроксимация кривой намагничивания стали квадратичной функцией	4	70	Ковалев А.П., Спиваковский А.В. О преобразовании «звезда—треугольник» при расчетах надежности сложных по структуре схем	10	70
Филаретов В.В. Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров	5	43	Казанцев В.П., Лысенко Е.А. Вариационные оценки в электростатике. Принцип Гаусса, эквивалентные заряды и мультиполи	11	57
Прищепенко А.Б., Третьяков Д.В. Баланс энергии в системе «ферромагнитный генератор — емкостная нагрузка»	5	52	Рудаков М.Л. Расчет электрического поля высокочастотных сварочных установок для оценки облучаемости персонала	11	62
Миронов В.Г. Макромоделирование подсхем сложных линейных электрических цепей для детерминированного и статистического анализа	5	57	Зинченко Л.А. Численно-аналитическое моделирование дискретных схем замещения нелинейных лестничных цепей	12	58
Новожилов О.П. Нелинейные реактивные многополюсники и их свойства	5	65			
Нетушил А.В. Об условности линеаризации модели трансформатора	5	74	Электротехнические материалы		
Тимкин Ю.В. Рекуррентные формулы передаточных функций полной активной линейной электрической цепи	6	54	Лагарьков А.Н., Матыцин С.М., Розанов К.Н., Сарычев А.К. Диэлектрическая проницаемость композитов, содержащих проводящие волокна, на сверхвысоких частотах	3	64
Орешников В.Г. Метод расчета многомерных цепочечных схем	6	61	Ванин Б.В., Львов Ю.Н., Батяев Ю.В., Соколов В.В. О «зонных» измерениях диэлектрических характеристик изоляции трансформаторов	4	21
Корнев А.С. Численно-аналитический метод расчета в неоднородных цепных схемах импульсных систем постоянного тока	6	64	Филатов А.В., Полущенко О.Л., Нижельский Н.А., Лисицкий В.Н. Измерение критического тока в сверхпроводящих кольцах из текстурированной YBaCuO керамики	8	66
			Лебедев Г.М., Бахтина Н.А., Брагинский В.И. Математическое моделирование локальных дефектов изоляции силовых кабелей 6—10 кВ	12	23

Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	
Электроэнергетика						
Фокин Ю.А., Файнциккий О.В., Алиев Р.С.-о., Туманин А.Е. Структуризация понятия «надежность электроэнергетических систем»	1	2	Костюкова Т.П., Махин Ю.И., Рогинская Л.Э. Обоснование проектных решений при многокритериальной оптимизации параметров высоковольтных трансформаторов для электротехнологии	8	15	
Кесельман Л.М., Вишняков Г.Ф., Зальцман Ж.Ф., Хотинский В.Г. Дискретизация уровней сравнительной надежности воздушных линий электропередачи	1	10	Дмитриева Г.А., Макаровский С.Н., Хвоцкая З.Г. Результаты моделирования работы неуправляемой ветроэлектрической установки в энергосистеме большой мощности	8	19	
Конюхова Е.А. Выбор мощности батарей конденсаторов в цеховых сетях промышленных предприятий с учетом режимов напряжения	1	18	Пономаренко И.С., Соловьев Д.В. Управление послеаварийными режимами в распределительных электрических сетях с помощью оперативных переключений	8	25	
Окин А.А., Портной М.Г., Тимченко В.Ф. Об обеспечении надежности параллельной работы Евро-Азиатского объединения энергосистем	2	2	Миронов Ю.М., Ильгачев А.Н., Крайнов И.Б. Особенности электрических режимов мощных фосфорных печей	8	52	
Беляев Л.С., Воропай Н.И., Подковальников С.В., Шутов Г.В. Проблемы формирования межгосударственного энергобольшинства Восточной Азии	2	15	Баламетов А.Б. Закономерности оптимального регулирования напряжения и реактивной мощности ВЛ СВН	9	2	
Филиппов С.А., Капищникова Т.В. Применение регрессионных моделей для оценки потерь электроэнергии от межсистемных перетоков	2	22	Шевченко А.Т. Требования к пропускной способности межсистемных связей	9	10	
Пономаренко И.С., Дерий И.А. Определение оптимальных мест размыкания в распределительных сетях	2	25	Идельчик В.И., Кононов Ю.Г., Кужев В.Х., Ушмаев А.Н. О восстановлении электроснабжения потребителей в схемах распределительных электрических сетей 6–35 кВ	9	15	
Гамм А.З. Коммерческое сопровождение диспетчерского управления объединением электроэнергетических систем	3	2	Рагозин А.А., Таланов С.Б. Улучшение свойств дальних линий электропередачи без средств промежуточной компенсации	10	2	
Урвин Р., Бондаренко А.Ф., Ишкун В.Х., Морозов Ф.Я., Окин А.А., Семенов В.А. Опыт преобразования электроэнергетики Великобритании	4	27	Тарасов В.И. Две модификации одного двухпараметрического минимизационного метода расчета установившихся режимов электроэнергетических систем	10	8	
Зарудский Г.К. Анализ изменения режимных параметров воздушных линий электропередачи сверхвысокого напряжения	5	2	Джангиров В.А., Антименко Ю.Л., Баринов В.А., Маневич А.С. Современное состояние и перспективы развития электроэнергетики СНГ	11	2	
Данилевич Я.Б., Калинина Г.И. Микропроцессорные устройства защиты и автоматики	5	26	Филиппова Н.Г., Бердник Е.Г. Развитие методов экспресс-диагностики динамических свойств энергосистем	12	2	
Баринов В.А., Маневич А.С. Вопросы совершенствования структуры управления электроэнергетикой России	6	2	Евдокуний Г.А., Гудилин С.В., Корепанов А.А. Выбор способа заземления нейтрали в сетях 6–10 кВ	12	8	
Дмитриева Г.А., Макаровский С.Н., Хвоцкая З.Г. Анализ работы неуправляемой ветроэлектрической установки в автономной энергосистеме	6	12	Техника высоких напряжений			
Алферов Д.Ф., Белкин Г.С., Будовский А.И., Иванов В.П., Сидоров В.А., Дорф Г.А. Применение быстродействующих управляемых коммутирующих устройств в электроэнергетике	7	2	Анненков В.З. Анализ распределения импульсного тока по протяженному заземлителю	1	26	
Хомицкий С.В., Шунтов А.В. Анализ принципов построения АСУ ТП электрической части электростанций	7	21	Борискин А.С., Димант Е.М., Козлов М.Б., Людаев Р.З., Соловьев А.А., Спирров Г.М. Транспортабельные установки для моделирования импульсной составляющей тока молнии	1	31	
Коломейцева М.Б., Митрофанов В.Е., Пихлецкий В.В. Система регулирования частоты и напряжения мини-ГЭС с помощью ЭВМ	7	27	Кадомская К.П., Карпова Ж.А. Характеристики линейных трактов передачи информации по силовым кабелям распределительных сетей 10 кВ	3	7	
Лоханин Е.К., Скрыпник А.И. Анализ статической устойчивости электроэнергетических систем на основе программного комплекса ВРК/ДАКАР	8	2	Колечицкий Е.С., Плис А.И., Плис В.И., Растворгусев В.А. Напряжения и токи, индуцированные в воздушной линии внешним электромагнитным полем	3	21	
			Борисов Р.К., Балашов В.В. Об обеспечении электромагнитной совместимости на энергообъектах	3	26	

Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	Автор и название статьи	№ журнала	Стр.
Евдокуин Г.А., Корепанов А.А. Пере- напряжения при коммутации цепей ваку- умными выключателями и их ограничение	4	2	гатель на основе объемных высокотемпера- турных сверхпроводников	3	33
Корявин А.Р., Волкова О.В. Поражаемость изолированных проводящих объек- тов при разрядах в длинных воздушных промежутках	5	16	Тарасов В.Н., Останин С.Ю., Собо- лев Л.В. Моделирование физических про- цессов в гистерезисном двигателе при им- пульсном регулировании его возбуждения	3	44
Анненков В.З. Расчет импульсного со- противления протяженного заземлителя в песчаных грунтах	5	22	Инкин А.И. Эквивалентные схемы за- мещения прямоугольных пазов электриче- ских машин с многовитковыми обмотками	4	33
Анненков В.З. Критерии подобия и рас- чет сопроточенных заземлителей молни- езащиты	6	18	Мошинский Ю.А., Беспалов В.Я., Ки- рякин А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по ката- ложным данным	4	38
Ларионов В.П., Королев А.В. Грозовые отключения воздушных линий электропе- редачи 1150 кВ	6	26	Кутузов С.И. Способ определения вза- имных индуктивных сопротивлений фаз якоря синхронного генератора по высшим гармоникам	5	29
Александров Г.Н., Афанасьев А.И., Ред- ков В.П. О целесообразном уровне ограни- чения перенапряжений в сетях сверх- и ультравысокого напряжения	8	8	Абдулкадыров А.И. Алгоритм частотно- го пуска синхронной машины	5	33
Войтович Р.А., Кадомская К.П., Саму- илов Д.А. Влияние сопротивления зазем- ления береговых подстанций на интенсив- ность электромагнитного поля подводной кабельной линии	10	14	Хайруллин И.Х., Исмагилов Ф.Р. Элект- ромагнитные переходные процессы в ма- лоинерционных явнополюсных тормозах и муфтах	5	37
Борисов Р.К. Практические решения проблем электромагнитной совместимости на объектах связи	10	19	Христинич Р.М. Электромагнитный расчет электрической машины с цельно- металлическим твердожидкостным ротором	6	34
Никитин А.И. Электрический конден- сатор как элемент энергетического ядра шаровой молнии	11	14	Инкин А.И. Баланс магнитной энергии в полуоткрытых пазах электрических машин	6	40
Электрические машины			Абакумов А.М., Мигачева Л.А., Шварц Г.Р. Оптимальное управление ре- активной мощностью синхронных двигатель- лей при случайных возмущениях	6	46
Колесников Э.В. Расчет электромагнит- ных процессов линейного тормоза как за- дача синтеза	1	41	Рубинраут А.М., Бурбаева Н.В. Пуск ли- нейного синхронного электродвигателя, ра- ботающего от сверхпроводникового нако- пителя энергии	7	31
Новожилов А.Н. Моделирование про- цессов в системе защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий	1	56	Ключников А.Т. Математическая модель несимметричной многофазной машины в пространственно-временных координатах	7	36
Глинка Т. Диагностика изоляции об- моток электрических машин постоянным напряжением	1	60	Афанасьев А.А., Альтшуллер М.И., Во- робьев А.Н., Никифоров В.Е., Саевич В.Л., Чаронов В.Я. Вентильный двигатель для погружных насосов нефтяных скважин	8	30
Смирнов Ю.В. Расчет коэффициентов теплопроводности обмоток статора асинх- ронных двигателей	1	64	Кузьмин В.В., Грушевский Ю.С., Руд- ниций Л.М. Тепловые ограничения для оптимального в механическом отношении паза электрической машины	8	48
Попов В.И. Трехфазные однослойные обмотки электрических машин с улучшен- ными электромагнитными свойствами	1	68	Оганян Р.В. Экспериментальное опреде- ление синхронных индуктивных сопротив- лений явнополюсной синхронной машины	8	63
Рубинраут А.М., Бурбаева Н.В., Весе- ловский А.С., Зенкевич В.Б., Кирье- нин И.А. Работа линейного синхронного электродвигателя от сверхпроводникового индуктивного накопителя энергии	2	28	Петров Г.П. Математическая модель шестифазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	9	33
Калужский Д.Л. Методы анализа мно- гофазных электрических машин	2	38	Мошинский Ю.А., Киселева М.М. Ма- тематическая модель однофазного асинх- ронного конденсаторного двигателя на ос- нове метода симметричных составляющих	9	40
Сивокобыленко В.Ф., Краснокут- ская Г.В. Управление возбуждением син- хронного двигателя в режимах пуска и ре- синхронизации	2	44	Шумилов В.Ф., Шумилова Н.И. Обес- печивание непрерывных изменений парамет- ров режима синхронного генератора при сбросах и набросах нагрузки	9	44
Ковалев Л.К., Полтавец В.Н., Егошки- на Л.А., Семенихин В.С., Илюшин К.В., Пенкин В.Т., Ковалев К.Л., Вильданов К.Я., Поляк Л.М., Александров В.В., Гавалек В. Многодисковый гистерезисный электродви-			Арешян Г.Л. Аналитические выражения токов и напряжений при наборе нагрузки на автономно работающий синхронный ге- нератор	10	23

Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	Автор и название статьи	№ журнала	Стр.
Инкин А.И. Энергетические принципы синтезирования эквивалентных схем замещения полуоткрытых пазов электрических машин с многовитковыми обмотками	10	30	Александров Г.Н. К методике расчета управляемых шунтирующих реакторов трансформаторного типа	4	15
Попов Д.А., Попов С.Д. Полясопереключаемые статорные обмотки для трехфазных трех- и четырехскоростных асинхронных двигателей	10	35	Шлегель О.А., Хренников А.Ю. Определение закона распределения погрешности измерения индуктивного сопротивления при электродинамических испытаниях трансформаторов	5	9
Джендубаев А.-З.Р. Определение границ области самовозбуждения асинхронного генератора с фазным ротором	10	44	Багинский Л.В., Быкова Л.Б., Михайлов А.К. Особенности переходных процессов в трансформаторах тока при коротких замыканиях на землю	7	9
Пульников А.А., Пластун А.Т., Денисенко В.И. Исследование установившихся режимов работы синхронного двигателя с совмещенным индукторным возбудителем методом проводимостей зубцовых контуров	11	28	Каштанов В.В. Импульсный трансформатор со слабой связью между обмотками	8	71
Мартынов В.А., Лабутин А.А. Математическая модель асинхронного явнополюсного конденсаторного двигателя на основе метода зубцовых контуров	11	37	Пивоваров Л.В., Нечволод Н.К. Термозлектродинамическое устройство для ходильных установок	9	59
Афанасьев А.А., Воробьев А.Н. Расчет магнитного поля и потерь в турбодвигателе при его питании от сети и преобразователя частоты	12	28	Зыкин Ф.А., Казаков М.К. Переносной цифровой измеритель больших постоянных токов	11	67
Мощинский Ю.А., Киселева М.М. Математическая модель асинхронного конденсаторного двигателя в синхронно вращающихся координатах	12	38	Кирсанов А.В. Определение износа контактных поверхностей электрических аппаратов с использованием систем телемеханики	12	64
Преобразовательная техника					
Казанцев Ю.М. Релейно-импульсное управление в полупроводниковых преобразователях	3	58	Электрический привод		
Крайчик Ю.С. Связь между реактивной мощностью вентильного преобразователя и искажениями формы напряжений на его вводах	5	71	Букреев В.Г., Параев Ю.И., Перепелкин Е.А. Применение метода модального управления для стабилизации электромеханических систем с широтно-импульсной модуляцией	1	48
Мусыяков М.П., Шахтарин Б.И., Ванеев Г.Г., Суворов С.В. Некоторые особенности пироэлектрических преобразователей на полимерных сегнетоэлектриках	9	46	Ланген А.М., Ланген С.А., Соловьев В.А. Особые режимы работы двухмассовой электромеханической системы	1	51
Зборовский И.А., Катунин В.М. Надежность тиристорно-механических систем регулирования напряжения трансформаторов	10	49	Бургин Б.Ш. Синтез двухмассовой электромеханической системы стабилизации момента в упругом звене	2	49
Попов В.М. Потенциальная помехоустойчивость устройств защитного отключения, реагирующих на гармонический сигнал	11	24	Тараракин С.В., Тютиков В.В. Проектирование регуляторов состояния упругих электромеханических систем	3	52
Терешков В.В., Аванесов В.М. Адaptive управление трехфазным вентильным преобразователем	12	43	Конюхова Е.А., Родин В.В. Вероятностное моделирование характеристик реактивной мощности асинхронного двигателя при наличии статического тиристорного компенсатора	4	43
Дьяконов В.П., Пеньков А.А. Моделирование транзисторных преобразователей напряжения с последовательным резонансным контуром	12	48	Шиянов А.И., Медведев В.А., Семенов А.И., Калядин М.Р. Контурное управление манипулятором с угловой системой координат	5	40
Николов Н.М., Табаков С.Е. Трехфазные мостовые управляемые выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности	12	52	Бычков М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы	6	50
Павлов С.В., Супрунов В.И. Метод оценки реакции системы управления и контроля на электромагнитные импульсные воздействия	12	56	Алексиев Х.Е. Проектирование асинхронного двигателя для индивидуального привода веретена кольцевой прядильной машины	7	39
Электрические аппараты и трансформаторы					
Кучумов Л.А., Кузнецов А.А. Методика расчета высших гармоник токов намагничивания понижающих трансформаторов	3	13	Львов Е.Л., Фомченков В.П. Каскадный управляемый привод переменного тока	7	56
Аппаратура и трансформаторы					
Семенов Н.П. Исследование автоколебательных свойств системы «асинхронная машина—автономный инвертор—резисторы»					

Автор и название статьи	№ журнала	Стр.	Автор и название статьи	№ журнала	Стр.
Изосимов Д.Б. Синтез алгоритмов цифрового управления синхронным электроприводом без датчика на валу двигателя	9	26	Белов Г.А., Антонов В.И., Лазарева Н.М. II Всероссийская научно-техническая конференция «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике»	12	66
Лихоманов А.М., Дмитриев Б.Ф., Панин С.Ю., Писарев А.Ю. Синтез взаимосвязанных систем электропривода на основе частотного подхода к решению обратных задач динамики	11	44	Герасимов В.Г. Всемирный электротехнический конгресс (ВЭЛК-99)	12	67
Юбилеи			Гандилян С.В. Памяти А.Г. Иосифьяна	12	68
Электрический транспорт					
Розанов В.А. Индуктивное влияние на линии связи тягового электроснабжения 2×25 кВ с заземленной нейтралью	6	29	Николай Николаевич Тиходеев (К 70-летию со дня рождения)	1	78
Розанов В.А. Индуктивное влияние на линии связи тягового электроснабжения 2×25 кВ с изолированной нейтралью	9	22	Владимир Петрович Ларинов (К 75-летию со дня рождения)	3	77
Розанов В.А. Индуктивное влияние на линии связи электрической тяговой сети с продольными отсасывающими трансформаторами	11	53	Николай Иванович Соколов (К 90-летию со дня рождения)	3	78
Дискуссии			Кирилл Алексеевич Смирнов (К 90-летию со дня рождения)	4	76
Нетушил А.В. О математических моделях трансформаторов (по ст. А.В. Китаева, «Электричество», 1997, № 7)	2	73	Александр Севостьянович Курбасов (К 75-летию со дня рождения)	4	77
Иванов-Смоленский А.В., Шаталов А.С. Об электромеханическом преобразовании энергии в униполярной электрической машине (по ст. А.Л. Родина, «Электричество», 1994, № 7). Отредакции	7	70	Вадим Борисович Козлов (К 60-летию со дня рождения)	4	78
Из истории электротехники			Сакае Ямамура (К 80-летию со дня рождения)	5	78
Хасапов Б.Г. Два открытия, сделанные в Петербурге	11	71	Олег Николаевич Веселовский (К 70-летию со дня рождения)	6	76
Библиография			Алексей Иванович Иникин (К 60-летию со дня рождения)	6	77
Винокуров В.А. Рецензия на кн. Д.А. Бута «Основы электромеханики»	8	74	Виктор Григорьевич Герасимов (К 70-летию со дня рождения)	7	77
Иванов-Смоленский А.В., Ильинский Н.Ф., Шакарян Ю.Г. Рецензия на кн. А.К. Аракеляна, А.А. Афанасьева «Вентильные электрические машины и регулируемый электропривод»	9	73	Юрий Александрович Купеев (К 70-летию со дня рождения)	7	78
Хроника			Леонард Леонардович Богатырев (К 60-летию со дня рождения)	8	76
Список статей ж. «Электричество» за 1997 г., переведенных в изд-ве «Elsevier Science Ltd»	1	79	Петр Иванович Бартоломей (К 60-летию со дня рождения)	8	77
Герасимов В.Г. От Академии электротехнических наук РФ	2	74	Анатолий Трофимович Пластун (К 60-летию со дня рождения)	8	78
Иманов Г.М., Таджибаев А.И., Халилов Ф.Х. «Эксплуатация, качество и надежность защитных аппаратов 0,5 кВ и выше» (совещания 25–27 марта и 6–8 октября 1997 г., С.Петербург)	3	75	Александр Леонидович Быкадоров (К 60-летию со дня рождения)	9	77
Герасимов В.Г., Бутырин П.А. Проблемы повышения эффективности использования электрической энергии (Научная сессия отделений РАН и АЭН РФ)	4	74	Дмитрий Сергеевич Савваитов (К 60-летию со дня рождения)	9	78
Вечер памяти Ивана Аркадьевича Сыромятникова	5	75	Александр Карапетович Аракелян (К 75-летию со дня рождения)	10	75
Троицкая Т.Б. Юбилей АЭН РФ	9	75	Владимир Николаевич Бродовский (К 70-летию со дня рождения)	10	76
			Виталий Исаакович Идельчик (К 60-летию со дня рождения)	10	77
			Камо Серопович Демирчян (К 70-летию со дня рождения)	11	74
			Иван Филиппович Кузнецов (К 70-летию со дня рождения)	11	76
			Виктор Иванович Попов (К 60-летию со дня рождения)	11	77
			Лев Николаевич Макаров (К 60-летию со дня рождения)	11	78
			Игорь Николаевич Романенко (К 60-летию со дня рождения)	12	72
			Некрологи		
			Анатолий Петрович Меренков	2	80
			Анатолий Владимирович Нетушил	5	79
			Морис Аронович Розенблatt	5	80
			Борис Михайлович Тареев	10	78

Алфавитный указатель авторов статей

А	Г	Д	Е	Ж	З	И	Л		
Абакумов А.М. Абдалов Ш.И. Абдулкадыров А.И. Аванесов В.М. Александров В.В. Александров Г.Н. Алексиев Х.Е. Алиев Р.С.-о. Алферов Д.Ф. Альтшуллер М.И. Анненков В.З. Антименко Ю.Л. Антонов А.С. Антонов В.И. Аракелян А.К. Аресян Г.Л. Афанасьев А.А. Афанасьев А.И. Афонин Е.Л.	Воробьев А.Н. Воропай Н.И.	Гавалек В.З. Гамм А.З. Гандилян С.В. Герасимов В.Г. Глинка Т. Грушевский Ю.С. Гудилин С.В.	8, 30; 12, 28 2, 15	Иманов Г.М. Инкин А.И. 10, 30	Исмагилов Ф.Р. Ишкин В.Х.	3, 75 4, 33; 6, 40; 4, 27			
Багинский Л.В. Баламетов А.Б. Балашов В.В. Баранов М.И. Баринов В.А. Батяев Ю.В. Бахтина Н.А. Белкин Г.С. Белов Г.А. Беляев Л.С. Бердник Е.Г. Беспалов В.Я. Бондаренко А.Ф. Бондина Н.Н. Борискин А.С. Борисов Р.К. Брагинский В.И. Буда С.И. Будовский А.И. Букреев В.Г. Бурбаева Н.В. Бургин Б.Ш. Бутырин П.А. Быкова Л.Б. Бычков М.Г.	7, 9 9, 2 3, 26 4, 49 6, 2; 11, 2 4, 21 12, 23 7, 2 12, 66 2, 15 12, 2 4, 38 4, 27 3, 70 1, 31 3, 26; 10, 19 12, 23 2, 67 7, 2 1, 48 2, 28; 7, 31 2, 49 4, 74; 7, 45 7, 9 6, 50	Данилевич Я.Б. Денисенко В.И. Дерий И.А. Джангиров В.А. Джендубаев А.-З.Р. Диденко Ю.В. Димант Е.М. Дмитриев Б.Ф. Дмитриева Г.А. Дорф Г.А. Дьяконов В.П. Дыхне А.М.	5, 26 11, 28 2,25 11, 2 10, 44 1,71 1, 31 11, 44 6, 12; 8, 19 7, 2 12, 48 2, 55	Кадомская К.П. Казаков М.К. Казанцев В.П. Казанцев Ю.М. Калинина Г.И. Калужский Д.Л. Калядин М.Р. Капишникова Т.В. Карпова Ж.А. Катунин В.М. Каштанов В.В. Кенс Ю.А. Кесельман Л.М. Кирсанов А.В. Кирьянин И.А. Киселева М.М. Кияткин Р.П. Ключников А.Т. Ковалев А.П. Ковалев К.Л. Ковалев Л.К. Козлов М.Б. Колесников Э.В. Колечицкий Е.Г. Коломейцева М.Б. Конюнов Ю.Г. Конюхова Е.А. Корепанов А.А. Корнев А.С. Королев А.В. Корявин А.Р. Костюкова Т.П. Крайнов И.Б. Крайчик М.С. Краснокутская Г.В. Кужев В.Х. Кузнецов А.А. Кузьмин В.В. Кутузов С.И. Кучумов Л.А.	3, 7; 10, 14 11, 67 11, 57 3, 58 5, 26 2, 38 5, 40 2, 22 3, 7 10, 49 8, 71 8, 55 1, 10 12, 64 2, 28 4, 38 9, 40; 12, 38 4, 62 7, 36 10, 70 3, 33 3, 33 1, 31 1, 41 3, 21 7, 27 9, 15 1, 18; 4, 43 4, 2; 12, 8 6, 64 6, 26 5, 16 8, 15 8, 52 5, 71 2, 44 9, 15 3, 13 8, 48 5, 29 3, 13				
Ванеев Г.Г. Ванин Б.В. Веселовский А.Н. Вильданов К.Я. Винокуров В.А. Вишняков Г.Ф. Войтович Р.А. Волгин Л.И. Волкова О.В.	9, 46 4, 21 2, 28 3, 33 8, 74 1, 10 10, 14 7, 64 5, 16	Зальцман Ж.Ф. Зарудский Г.К. Зборовский И.А. Зенкевич В.Б. Зинченко Л.А. Зыкин Ф.А.	1, 10 5, 2 10, 49 2, 28 12, 58 11, 67	Иванов В.В. Иванов В.П. Иванов-Смоленский А.В. Идельчик В.И. Изосимов Д.Б. Ильгачев А.Н. Ильинский Н.Ф. Илюшин К.В.	1, 37 7, 2 7, 70; 9,73 9, 15 9, 26 8, 52 9, 73 3, 33	Лабутин А.А. Лагарьков А.Н. Лазарева Н.М. Ланген А.М. Ланген С.А. Ларионов В.П. Лебедев Г.М. Лисицкий В.Н. Лихоманов А.М. Лоханин Е.К. Львов Е.Л.	11, 37 2, 55; 3, 64 12, 66 1, 51 1, 51 6, 26 12, 23 8, 66 11, 44 8, 2 7, 56		

Подготовка рукописей для журнала "Электричество"

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов исследований необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения простоты и затрат времени.

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановки задачи, решаемой в статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;
- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений; математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см (можно на диске в любом текстовом редакторе).

4. Формулы должны быть четко и ясно напечатаны или вписаны.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя чертами снизу, строчные — двумя чертами сверху. Греческие буквы следует заключать в красный кружок.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте, при этом указываются:

- а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер.
- б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания.

Названия иностранных работ, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках должны соответствовать стандарту. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи и не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснять либо только в подписи к рисункам, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.
8. В конце статьи должны быть указаны сведения об авторе(ах):
 - а) какой факультет, какого вуза и когда закончил;
 - б) когда получил ученую степень, где и по какой тематике была защита;
 - в) место настоящей работы и должность;
 - г) адрес и номера домашнего и служебного телефонов.
9. Необходимо представить краткую аннотацию статьи на русском и английском (включая название статьи) языках.

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 25.09.98. Подписано в печать 25.10.98. Формат 60×80^{1/8}.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Заказ 547

ЗАО «Знак», 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10
Отпечатано в типографии МЭИ
111250 Москва, ул. Красноказарменная, д. 13

ВСЕМИРНЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ КОНГРЕСС – ВЭЛК-99

Секция № 2 Высоковольтное оборудование и силовая электроника

Уважаемые коллеги,

Информируем Вас, что ВСЕМИРНЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ КОНГРЕСС ВЭЛК-99 состоится с 28 июня по 3 июля 1999 г. в Москве. ВЭИ им. В.И. Ленина определен базовой организацией для проведения секции № 2

«Высоковольтное оборудование и силовая электроника»

В рамках секции будут работать две подсекции:

Подсекция 2 А «Электротехническое оборудование для передачи и распределения электрической энергии»

1. Высоковольтное электрооборудование для передач переменного тока
2. Передачи и вставки постоянного тока
3. Управляемые электропередачи переменного тока
4. Координация изоляции
5. Системы управления и диагностики
6. Применение высокотемпературной сверхпроводимости в электроэнергетике
7. Испытание и сертификация оборудования

Подсекция 2 Б «Силовая электроника и преобразовательная техника»

1. Преобразовательная техника
2. Силовая твердотельная электроника
3. Вакуумная и газоразрядная техника
4. Испытание и сертификация оборудования

Более подробную информацию о ВЭЛК-99, а также приглашение международного оргкомитета, в котором определены ЦЕЛИ, НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ, КОНТРОЛЬНЫЕ СРОКИ и другие условия участия в работе конгресса, можно получить в оргкомитете секций № 2.

АДРЕС ОРГКОМИТЕТА № 2

Россия, 111250 Москва, ул. Красноказарменная, 12
Оргкомитет секции № 2 ВЭЛК-99,
тел. (095) 361-95-20, 361-92-25, тел./факс (095) 362-55-03, 362-56-17
Email: agilim@vei.ru finareva@vci.ru

Уважаемые господа, оргкомитет просит распространить информацию о ВЭЛК-99 среди ваших коллег и надеется, что вы лично проявите интерес и примете участие в работе конгресса.

Следите за информацией по секции № 2 в сети Internet на сервере ВЭИ <http://www.vei.ru>

*Козлов В.Б., председатель оргкомитета секции № 2,
генеральный директор ГНУ ВЭИ им. В.И. Ленина,
академик АЭН РФ*

Если Вы работаете в области энергетики или электротехники,
позаботьтесь о том,
чтобы Ваши предприятия, 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 предыдущих номерах

В Москве подписку от зарубежных читателей принимает
АО «Международная книга», фирма «Периодика»
(117049, Б. Якиманка, 39, тел. 238-4967, факс 238-4634)