

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

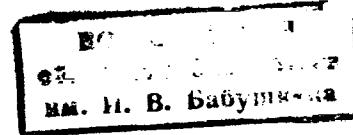
УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

СОДЕРЖАНИЕ

Кутузов С.И. Особенности ограничения высших гармоник, вносимых в автономную энергосистему синхронной машиной	2
Дубовой В.Г. Блокирование неправильных команд в электроустановках	9
Матвеев В.Ф., Борисов Р.К., Кадыков Н.В. Экспериментальная оценка электромагнитной обстановки на подстанции «Владимирская 750 кВ»	15
Якимец И.В. Стабилизация напряжения третичной обмотки в автотрансформаторах с регулированием под нагрузкой	17
Колечицкий Е.С., Плис А.И., Шульгин В.Н. Регулирование электрических полей в бумажно-масляной изоляции с конденсаторными обкладками. Часть 2	23
Шувалов М.Ю., Ромашкин А.В., Маврин М.А., Овсиенко В.Л. Видеомикроскопия триинга	29
Пульников А.А., Пластун А.Т., Денисенко В.И., Фриман Э.М. О применении совмещенного индукторного возбудителя в бесщеточной системе возбуждения явнополюсных синхронных двигателей	36
Топорков В.П., Федотов Е.В. Эквивалентные сопротивления и ЭДС двухроторных электрических машин в динамических режимах	46
Осин И.Л., Мощинский Ю.А. Определение параметров и угла нагрузки синхронных микродвигателей	51
Плахтина Е.Г., Шакарян Ю.Г., Виницкий Ю.Д., Васылев К.Н., Лозинский А.С. Математическое моделирование частотно-управляемых электроприводов переменного тока	53
Бутырин П.А., Чинь Хунг Лиан. Спектры матриц уравнений состояния электрических машин	60
Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием	69
ДИСКУССИИ	
Алпатов М.Е. Взаимная электрическая модель трансформатора	76
ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	
Чабан В.И., Ковивчак Я.В. Учет демпферного действия массивного ротора турбогенераторов	76
ХРОНИКА	
Щербинин П.И., Чернова И.М. Научно-техническая конференция «Электротехнические системы транспортных средств и их роботизированных производств»	80

CONTENTS

Kutuzov S.I. Features of the Limitation of Higher Harmonic Generated by a Synchronous Machine in an Autonomous Power System	2
Dubovoi V.G. Error Command Interlocking in Electrical Installation	9
Matveyev V.P., Borisov R.K., Kadykov N.V. Experimental Estimation of Electromagnetic Environment at the Substation «Vladimirskaya 750 kV»	15
Yakimets I.V. Tertiary Winding Voltage Stabilization in Autotransformers with Tap Change Load	17
Kolechitskii E.S., Plis A.I., Shulgin V.N. Regulation of Electric Fields in Paper-Oil Insulation with Capacitor Facing	23
Shuvalov M.Yu., Romashkin A.V., Mavrin M.A., Ovsienko V.L. Treeing Videomicroscopy	29
Pul'nikov A.A., Plastun A.T., Denisenko V.I., Freeman E.M. Application of Combined Inductor Exciter for Salient-Pole Synchronous Motors of General Industrial Use in Brushless System of Excitation	36
Toporkov V.P., Fedotov V.V. Double-Rotor Electrical Machine Equivalent Reactances and EMF under Dynamic Regimes	46
Osin I.L., Moshchinskii Yu.A. Determination of Synchronous Micromotor Parameters and Load Angles	51
Plakhtyna Ye.G., Shakaryan Yu.G., Vinitskii Yu.D., Vasilyev K.N., Lozinskii A.S. Mathematical Model of AC Adjustable-Frequency Electric Drive	53
Butyrin P.A., Chin Hung Lyan. Electrical Machine State Equation Matrix Spectra	60
Baushev V.S., Zhushubaliyev Zh.T., Mikhalkchenko S.G. Stochastic in Dynamics of a Voltage Regulator with Pulse Duration Control	69
DISCUSSION	
Alpatov M.E. Reciprocal Electric Model of a Transformer	76
NOTES and LETTERS	
Chaban V.I., Kovivchak Ya.V. Allowance for a Damping Action of a Turbogenerator Solid Rotor	78
CHRONICLE	
Shcherbinin P.I., Chernova I.M. Scientific and Technical Conference «Electrotechnical Systems of Transport Means and their Robotized Production»	80



Особенности ограничения высших гармоник, вносимых в автономную энергосистему синхронной машиной

КУТУЗОВ С.И.

Представлен подход к ограничению высших гармоник, вносимых в автономную энергосистему электрическими машинами. Обоснованы недостатки общепромышленных средств снижения несинусоидальности в решении указанной задачи. Приведена и обоснована структура фильтров, ограничивающих высшие гармоники, вносимые в систему синхронным генератором, а также методика выбора параметров таких фильтров.

Ключевые слова: автономная энергосистема, электрические машины, высшие гармоники, фильтр, расчет

Непрерывно расширяющаяся номенклатура автономных систем электроснабжения (СЭС) привели к необходимости разработки методов оценки несинусоидальности напряжения и способов ее ограничения с учетом специфики несинусоидальных режимов указанных СЭС [1–3]. Так, в [1, 2] была обоснована характерная особенность несинусоидальных режимов, присущая такому классу автономных СЭС, как энергосистемы авиационного назначения, отличающиеся от общепромышленных следующими признаками:

несущественной электрической удаленностью систем генерирования электроэнергии от узлов нагрузки;

высоким насыщением магнитных цепей электрических машин;

малым уровнем загрузки синхронных генераторов статическими преобразователями.

Перечисленные признаки, отличающиеся самолетные СЭС от общепромышленных, определяют особенность несинусоидальных режимов первых, проявляющуюся в значимости для самолетных систем не только статических, но и электромеханических источников высших гармоник [1, 2]. При этом наметившаяся ранее тенденция к относительному росту в самолетных СЭС уровня гармонических искажений, вносимых электромеханическими источниками высших гармоник, продолжает развиваться, что объясняется относительным снижением установленной мощности вентильных преобразователей вторичных энергосистем постоянного тока, питающихся от первичных СЭС переменного тока. Так, установленная мощность вентильных преобразователей одномостового и двухмостового типов в самолетных СЭС в 60–70-е годы составляла 15–20% установленной мощности синхронных генераторов. В настоящее время эта цифра снизилась

An approach to limiting higher harmonics generated by electrical machines in an autonomous power system is considered. Shortcomings of general industrial means of reducing non-sinusoidal distortions are shown. A structure of filters, limiting the higher harmonic level in an autonomous power system with a synchronous generator as a higher harmonic source, is presented and substantiated. A method for determining parameters of such filters is proposed.

Key words: autonomous power system, electrical machines, higher harmonics, non-sinusoidal distortions, filter, calculation

до 2–5%. В связи с этим задача обоснования структуры и методики расчета средств ограничения высших гармоник, вносимых в автономную систему электрическими машинами переменного тока, весьма актуальна.

Обзор существующей литературы, посвященной вопросам качества электрической энергии в автономных и промышленных энергосистемах, позволяет выделить следующие основные средства ограничения высших гармоник:

сдвоенный реактор [3];

устройство активной амплитудно-фазовой компенсации [4];

пассивные резонансные фильтры [5].

Из перечисленных устройств первые два как по своему функциональному назначению, так и в схемотехническом отношении предназначены для ограничения несинусоидальности, вносимой в СЭС исключительно вентильным преобразователем. Естественно, что в свете изложенной специфики самолетных энергосистем эти устройства в требуемом качестве неприемлемы.

Приведенный в [5] подход к ограничению несинусоидальности напряжения в промышленных энергосистемах, примыкающих к преобразовательным подстанциям, рекомендует для снижения уровней наиболее выраженных высших гармоник напряжения, генерируемых вентильными преобразователями, устанавливать на шинах примыкания узкополосные резонансные *LC*-фильтры последовательного типа. Указанные устройства, настроенные в резонанс напряжений на частоты подавляемых гармоник, являются одновременно источниками реактивной мощности по основной гармонике, т.е. несут функции фильтрокомпенсирующих устройств. В отличие от упомянутых средств ограничения использование таких фильтров для снижения уровня высших гармоник,

вносимых в автономную СЭС электрической машиной, представляется в схемотехническом отношении возможным.

Оценим опытным путем эффективность использования узкополосных последовательных *LC*-фильтров [5] для снижения искажения формы кривой напряжения ненагруженного синхронного трехфазного генератора авиационного типа. Схема эксперимента представлена на рис. 1.

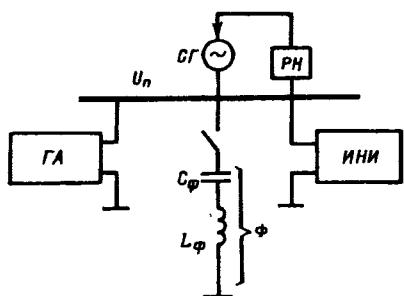


Рис. 1. Схема эксперимента: *СГ* — синхронный генератор [*ПТ*=1000 ЦС; соединение обмотки якоря — звезда с выведенной нейтралью; *S_{ном}*=1000 В·А; *U_{ном}*=36 В (линейное); *f_{ном}*=400 Гц]; *РН* — регулятор напряжения; *U_n* — действующее значение *n*-й гармоники фазного напряжения генератора; *Ф* — фильтр 11-й гармоники; *ГА* — гармонический анализатор; *ИНИ* — измеритель нелинейных искажений; режим нейтрали генераторов и фильтров — заземленный; *C_Ф*=60 мкФ, *L_Ф*=0,293 мГн (на фазу при настройке на частоте 3-й гармоники)

В процессе эксперимента контролировались действующие значения фазного напряжения *n*-й гармоники *U_n* на зажимах генератора и значения коэффициента искажения синусоидальности, определяемого как

$$k_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} 100\%, \quad (1)$$

где *U₁* — действующее значение фазного напряжения генератора по основной гармонике.

Результаты эксперимента при настройке фильтров в резонанс напряжений на частоте 3-й гармоники приведены в табл. 1.

Таблица 1

Порядок гармоники <i>n</i>	Действующее значение напряжения генератора <i>U_n</i> , В		Значение коэффициента искажения <i>k_i</i> , %	
	без фильтров	с фильтрами	без фильтров	с фильтрами
1	21	21		
3	1,6	0,9		
5	0,4	0,7	8,4	7,0
7	0,5	0,8		

Из табл. 1 следует, что несмотря на практические двухкратное снижение испытуемыми

фильтрами уровня наиболее выраженной высшей гармоники 3-го порядка, действующие значения 5-й и 7-й гармоник напряжения генератора возрастают соответственно на 75 и 60% их первоначальных значений. Последнее обстоятельство в общем случае недопустимо и существенно снижает эффективность ограничения несинусоидальности в целом (см. значения коэффициента искажения в табл. 1). Отмеченный негативный эффект объясняется воздействием простейших фильтров на режим работы синхронного генератора по основной гармонике, определяющий в свою очередь параметры электрической машины как источника высших гармоник [8, 9]. При этом следует отметить, что явление увеличения амплитуд гармоник напряжения высших порядков при установке в автономной СЭС простейших фильтров более низкого порядка не имеет аналогов в энергосистемах промышленного назначения с активно-индуктивным характером эквивалентного сопротивления относительно источника гармоник [5]. Это объясняется главной особенностью автономных энергосистем, отличающей последние от общепромышленных: несущественной удаленностью электрических машин от узлов нагрузки и, как следствие этого, зависимостью параметров элементов схемы замещения автономной СЭС по высшим гармоникам от режима ее работы по основной гармонике [7, 8], в частности от наличия или отсутствия в системе традиционных фильтрокомпенсирующих устройств.

Таким образом, решение задачи ограничения высших гармоник в автономных энергосистемах со значимыми электромеханическими источниками несинусоидальности имеет свои особенности по сравнению с решением аналогичной задачи в промышленных СЭС.

Приведенный пример указывает на недопустимость в общем случае использования простейших фильтров как средства ограничения несинусоидальности, вносимой в энергосистему синхронной машиной. Изложенное указывает на необходимость введения в структуру фильтра звена, исключающего воздействие фильтра в целом на режим работы электрической машины по основной гармонике. Схема одного из простейших вариантов такого комбинированного устройства для фазы представлена на рис. 2. Параллельный контур *L₁—C₁* устройства (в дальнейшем «комбинированный фильтр») настроен в режим резонанса токов на частоте основной гармоники. В целом комбинированный фильтр подвергается настройке, сущность которой в сжатой форме изложена в [7].

Следует подчеркнуть, что основное практическое содержание работы [7], ориентированной на

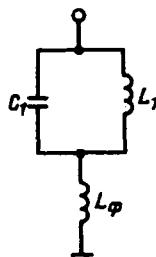
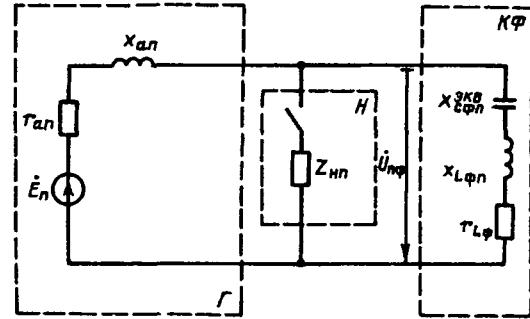


Рис. 2. Схема комбинированного фильтра для фазы

экспериментальный способ определения обобщенных параметров физически существующей автономной системы с целью использования этих параметров для снижения несинусоидальности напряжения в условиях эксплуатации, не смогло в должной мере отразить особенности работы комбинированных фильтров совместно с источниками гармоник электромеханической природы, рассматривая указанные фильтры, по существу, как инструмент обеспечения линеаризации задачи ограничения высших гармоник в автономной СЭС. При этом особенности режимов работы комбинированных фильтров, их частотные характеристики, требования к их добротности при ограничении высших гармоник напряжения типовых авиационных электрических машин, ориентировочные массогабаритные показатели и другие вопросы остались неосвещенными и являются частично предметом этой статьи.

Для установления аналитических закономерностей, используемых при выборе параметров элементов комбинированных фильтров по заданному критерию, используется схема замещения системы «синхронный генератор—нагрузка—комбинированный фильтр» на частоте n -й гармоники при заданной фиксированной нагрузке электрической машины по основной гармонике, показанная на рис. 3. Синхронный генератор представлен последовательным участком с параметрами E_n , x_{an} и r_{an} . Способ определения этих параметров в функции нагрузки генератора по основной гармонике изложен в [8, 9]. Для фиксированного режима работы системы по основной гармонике линейность параметров элементов схемы замещения на рис. 3 мотивируется неоднократно обоснованным в [8, 9, 10] положением о представлении процессов на частотах высших гармоник как процессов малых отклонений системы от исходного электромагнитного режима, определяемого, в свою очередь, рабочим процессом системы по основной гармонике. В связи с этим введение в схему замещения на рис. 3 комбинированного фильтра, отличающегося наличием фильтра-пробки L_1-C_1 по основной гармонике, не противоречит изложенному положе-

Рис. 3. Схема замещения системы «синхронный генератор—нагрузка—комбинированный фильтр» (Γ — генератор; H — нагрузка; $K\Phi$ — комбинированный фильтр)

нию о возможности линеаризации уравнений системы на частотах высших гармоник при фиксированной нагрузке генератора по основной гармонике.

Сам комбинированный фильтр представлен на схеме замещения последовательным участком, включающим в себя индуктивное сопротивление x_{Lfpi} катушки L_1 , эквивалентное сопротивление потерь r_{Lfpi} этой катушки и эквивалентное емкостное сопротивление $x_{Cfpi}^{\text{екб}}$ параллельного участка L_1-C_1 . При допущении о несущественных потерях в элементах L_1 и C_1 параллельного контура значение $x_{Cfpi}^{\text{екб}}$ определяется из выражения

$$x_{Cfpi}^{\text{екб}} = \frac{2\pi f_1 n L_1}{4\pi^2 f_1^2 n^2 L_1 C_1 - 1}, \quad (2)$$

где f_1 — частота основной гармоники.

При выводе аналитических выражений, описывающих численную методику выбора параметров элементов фильтров по критерию ограничения действующего значения напряжения U_{np} генератора до заданного уровня, целесообразно исключить из схемы замещения на рис. 3 нагрузочную ветвь Z_{np} . Такое решение мотивируется обоснованным в [1] положительным регулирующим эффектом естественной (активно-индуктивной) нагрузки СЭС, заключающимся в снижении амплитуд наиболее выраженных гармоник напряжения, генерируемых собственно синхронной машиной с ростом ее нагрузки по основной гармонике.

Задача расчета комбинированного фильтра при известных параметрах E_n , x_{an} , r_{an} ненагруженного генератора, параметрах L_1 и C_1 параллельного контура и заданном уровне ограниченного фильтром напряжения $U_{np}^{\text{зад}}$ на зажимах генератора сводится к определению параметров L_1 и r_{Lfpi} катушки в общей ветви фильтра. Для решения поставленной задачи необходимо предварительно определить условие настройки комбинированного фильтра, обеспечивающее его максимальную эффективность при заданных значениях сопротивлений $x_{Cfpi}^{\text{екб}}$ и r_{Lfpi} , т. е. определить значение со-

противления $x_{L\Phi n}$, соответствующее минимуму напряжения $U_{n\Phi}$ на зажимах генератора. При этом параметры ненагруженного генератора E_n , x_{an} и r_{an} на частоте подавляемой гармоники предполагаются заранее известными.

Итак, необходимое условие минимума напряжения $U_{n\phi}$ на зажимах генератора определяется уравнением

$$\frac{dU_{n\Phi}}{dx_{L\Phi n}} = 0. \quad (3)$$

Значение $U_{n\phi}$ в (3) для цепи рис. 3 определяется (при отсутствии нагрузочной ветви z_{hn}) в соответствии с выражением

$$U_{n\Phi} = E_n \frac{\sqrt{r_{L\Phi}^2 + (x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{3KB}})^2}}{\sqrt{(r_{an} + r_{L\Phi})^2 + (x_{an} + x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{3KB}})^2}}, \quad (4)$$

где E_n , x_{an} , r_{an} — соответственно действующая ЭДС, индуктивное и активное сопротивления фазы якоря ненагруженного генератора по исследуемой гармонике [8, 9].

С учетом (4) условие (3) принимает вид

$$(x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{KB}}) [(r_{an} + r_{L\Phi})^2 + (x_{an} + x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{KB}})^2] - \\ - (x_{an} + x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{KB}}) [r_{L\Phi}^2 + (x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{KB}})^2] = 0. \quad (5)$$

Решение уравнения (5) в области физической реализуемости ($x_{1\phi} > 0$) имеет вид

$$x_{L\Phi n} = \frac{2x_{C\Phi n}^{3KB} x_{an} - r_{an}^2 - 2r_{an} r_{L\Phi} - x_{an}^2}{2x_{an}} +$$

$$+ \frac{\sqrt{(2x_{C\Phi n}^{3KB} x_{an} - r_{an}^2 - r_{an} r_{L\Phi} - x_{an}^2)^2 - 4x_{an} (x_{C\Phi n}^{3KB} x_{an} - r_{an}^2 - 2r_{an} r_{L\Phi} - x_{an}^2)}}{2x_{an}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{-r_{an}^2 x_{C\Phi n}^{3KB} - 2r_{an} r_{L\Phi} x_{C\Phi n}^{3KB} - x_{an}^2 x_{C\Phi n}^{3KB} - r_{L\Phi}^2 x_{an}}{2x_{an}}. \quad (6)$$

Из (5) следует, что в условиях идеализированной катушки L_Φ ($r_{L\Phi}=0$) и резонансной настройки комбинированного фильтра ($x_{L\Phi n}=x_{C\Phi n}^{\text{экв}}$) напряжение n -й гармоники на зажимах генератора будет полностью подавлено. Однако в реальных условиях $r_{L\Phi} \neq 0$, и режим резонансной настройки фильтра уже не будет соответствовать минимуму напряжения $U_{n\Phi}$ генератора, что следует из равенства (5), левая часть которого при $r_{L\Phi} \neq 0$ в нуль не обращается. Проведенный с помощью символического метода численный эксперимент показал, что при активно-индуктивном характере источника высших гармоник (синхронный генератор) условие максимальной эффективности комбинированного фильтра с ненулевым значением параметра $r_{L\Phi}$ выполняется только при активно-индуктивном характере эквивалентного комплексного сопротивления фильтра

$Z_{\Phi n}^{\text{ЭКВ}} = r_{L\Phi n} + j(x_{L\Phi n} - x_{C\Phi n}^{\text{ЭКВ}})$ на частоте подавляемой гармоники. Полученный результат отличается от общепринятого подхода к выбору параметров фильтра из условия резонанса напряжений на частоте подавляемой гармоники [5, 6].

В рамках исследований был проведен физический эксперимент в части гармонического анализа фазных напряжений современных генераторов авиационного назначения при совместной работе последних с фильтрами рассмотренной структуры. Параметры элементов фильтра (для фазы), настроенного на ограничение 5-й гармоники напряжения, были следующими: $L_1 = 6,84$ мГн; $r_1 = 2,95$ Ом; $C_1 = 23,1$ мкФ; $L_\phi = 0,315$ мГн; $r_{1\phi} = 0,236$ Ом.

Выбранное условие настройки фильтров на подавление гармоники 5-го порядка было продиктовано наибольшей значимостью напряжения этой гармоники для типовых авиационных синхронных генераторов.

Испытуемые комбинированные фильтры апробировались при совместной работе с ненагруженными генераторами типов ГТ40ПЧ6 (2-я серия) и ГТ60ПЧ6А номинальной мощностью 40 и 60 кВ·А соответственно. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 4.

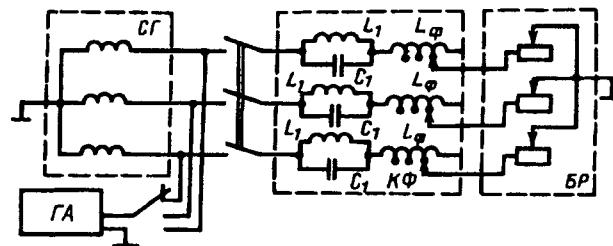


Рис. 4. Схема экспериментальной установки: $СГ$ — синхронный генератор; $ГА$ — гармонический анализатор; $КФ$ — комбинированные фильтры; $БР$ — блок реостатов для стабилизации параметра $Ч_ф$

Настройка фильтров по максимуму эффективности (3) заключалась в определении из опыта значения индуктивности катушки L_Φ , соответствующего наименьшему действующему значению фазного напряжения 5-й гармоники генератора при заданных параметрах параллельного контура $L_1 - C_1$ и активном сопротивлении $r_{L\Phi}$ в общей ветви фильтра. Изменение индуктивности катушки L_Φ в процессе определения ее искомого значения производилось с помощью значительного числа отпаек ее обмотки при одновременном поддержании заданного в табл. 2 значения параметра $r_{L\Phi}$ блоком реостатов (рис. 4). Полученное из опыта искомое значение индуктивности катушки L_Φ приведено в 4-м столбце табл. 2.

Проведенный по данным табл. 2 расчет показал, что при частоте основной гармоники, равной 400 Гц, режиму максимальной эффективности

ности комбинированного фильтра по 5-й гармонике соответствует следующее значение его эквивалентного комплексного сопротивления:

$$Z_{\phi 5}^{\text{экв}} = 0,24 + j 0,37 \text{ Ом.}$$

Полученный по результатам опыта активно-индуктивный характер сопротивления $Z_{\phi 5}^{\text{экв}}$ согла-суется с отмеченным ранее результатом численного анализа условия максимальной эффективности комбинированного фильтра при активно-индуктивном характере источника высших гармоник.

На рис. 5 и 6 приведены полученные из эксперимента амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики одного из испытуемых комбинированных фильтров. Добротность параллельного контура $L_1 - C_1$ на частоте f_{1p} резонанса токов $Q_1 = 5,8$. Добротность комбинированного фильтра на частоте резонанса напряжений f_{2p} вблизи частоты подавляемой гармоники $Q_2 = 15,3$. Указанные значения добротностей определяются по приведенным ранее параметрам элементов фильтров и их АЧХ (рис. 5) с помощью известных выражений:

$$Q_1 = \frac{2\pi f_{1p} L_1}{r_1}; \quad (7)$$

$$Q_2 = \frac{2\pi f_{2p} L_{\phi}}{r_{L\phi}}. \quad (8)$$

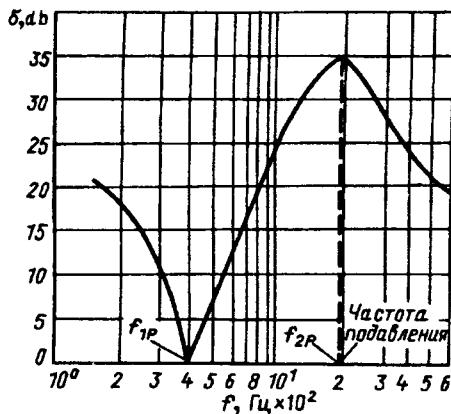


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика комбинированного фильтра 5-й гармоники: $\delta = 20 \lg (I/I_1)$, где I_1 — действующий ток в общей ветви фильтра на частоте резонанса f_{1p} контура $L_1 - C_1$; I — то же для текущего значения f

При указанном значении добротности Q_1 суммарная полная мощность, потребляемая исследуемыми комбинированными фильтрами по основной гармонике, не превышала 1% номинальной мощности испытуемых генераторов, что положительно отразилось на результатах гармонического анализа напряжения одной из фаз генераторов при совместной работе последних с описанными комбинированными фильтрами 5-й

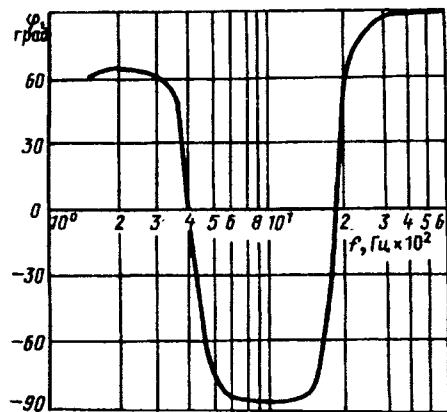


Рис. 6. Фазочастотная характеристика комбинированного фильтра 5-й гармоники

гармоники. Результаты гармонического анализа при номинальном значении частоты основной гармоники $f_1 = 400$ Гц приведены в табл. 2.

Таблица 2

Тип генератора	Порядок гармоники n	Действующее значение напряжения генератора U_n , В		Значение коэффициента искажения k_n , %	
		без фильтров	с фильтрами	без фильтров	с фильтрами
ГТ40ПЧ6 (2-я серия)	1	119	119		
	3	0,048	0,076		
	5	2,21	0,714		
	7	2,11	1,51		
	11	0,074	0,058	2,58	1,42
	13	0,238	0,198		
	17	0,083	0,070		
ГТ60ПЧ6А	19	0,105	0,089		
	1	119	119		
	3	0,109	0,194		
	5	5,30	2,17		
	7	1,63	1,21		
	11	0,827	0,585	4,72	2,16
	13	0,052	0,052		
	17	0,202	0,145		
	19	0,145	0,083		

Из табл. 2 следует, что включение на зажимы генератора исследуемых комбинированных фильтров 5-й гармоники приводит практически к трехкратному снижению действующих значений фазных напряжений генераторов по этой гармонике и, в среднем, к двухкратному ограничению значения коэффициента искажения фазных напряжений испытуемых электрических машин. Из табл. 2 также следует, что совместная работа генераторов с фильтрами комбинированной структуры не сопровождается увеличением амплитуд гармоник, порядки которых не совпадают с порядком подавляемой гармоники напряжения генератора, что свидетельствует о положительном эффекте параллельного контура $L_1 - C_1$ в структуре фильтра. Исключение составляет лишь 3-я гар-

моника, имеющая частоту 1200 Гц. Указанное значение частоты 3-й гармоники попадает в отрицательную область ФЧХ (рис. 6) исследуемого комбинированного фильтра, что свидетельствует о емкостном характере последнего на частоте 3-й гармоники. Этим обстоятельством в совокупности с индуктивным характером генератора как источника 3-й гармоники и объясняется увеличение действующего значения напряжения генератора по указанной гармонике. Учитывая, однако, что все генераторы первичных самолетных СЭС выполняются в конструктивном отношении с укорочением шага обмотки якоря на 1/3 часть полюсного деления [2], 3-я гармоника ЭДС генератора выпадает из разряда значимых, что подтверждается данными табл. 2.

В связи с этим отмеченный негативный эффект комбинированного фильтра по 3-й гармонике не имеет в практическом отношении определяющего значения. Однако при возникновении на практике необходимости улучшения формы кривой напряжения синхронных машин целесообразно проводить оценку ФЧХ располагаемых фильтров, а при необходимости и коррекцию ФЧХ с позиции описанного эффекта.

Таким образом, из анализа результатов экспериментов, приведенных в табл. 1 и 2, следует, что в целом комбинированный фильтр свободен от недостатков, присущих фильтрам простейшей структуры, и пригоден для улучшения формы кривой напряжения синхронных машин.

Влияние изменения частоты генераторов (типа ГТ60ПЧ6А) в пределах, допускаемых нормативным документом [11], на эффективность комбинированных фильтров отражено в табл. 3.

Как следует из анализа табл. 3 и 2, эффективность фильтров на частотах генератора, соответствующих нижнему и верхнему пределам для нормального режима работы системы генерирования, несколько снижается по сравнению с эффективностью фильтров на частоте настройки. Однако максимальный относительный диапазон вариации коэффициента искажения k_i не превышает 15% нижнего предела данного показателя качества электроэнергии, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к точности решения практических задач гармонического анализа [12]. В связи с этим отмеченное ранее значение доброкачественности Q_2 испытуемых комбинированных фильтров может быть рекомендовано как ориентировочное в реализации задачи ограничения высших гармоник синхронных генераторов первичных самолетных энергосистем.

При отмеченной эффективности испытуемых макетов комбинированных фильтров суммарная масса их элементов не превышала 13% конструктивной массы синхронных генераторов, что

Таблица 3

Частота основной гармоники f_1	Порядок гармоники n	Действующее значение напряжения генератора U_n , В		Значение коэффициента искажения k_i , %	
		без фильтров	с фильтрами	без фильтров	с фильтрами
380	1	119	119		
	3	0,117	0,063		
	5	5,31	2,25		
	7	1,67	1,31	4,74	2,25
	11	0,832	0,595		
	13	0,064	0,050		
	17	0,209	0,198		
	19	0,119	0,116		
420	1	119	119		
	3	0,073	0,216		
	5	5,36	2,48		
	7	1,63	1,42	4,76	2,48
	11	0,833	0,669		
	13	0,043	0,040		
	15	0,204	0,186		
	17	0,123	0,112		

является удовлетворительным с позиций существующих массогабаритных критериев для авиационного оборудования.

На основании приведенных исследований далее излагаются основные положения практического расчета комбинированных фильтров по критерию ограничения действующего значения напряжения n -й гармоники генератора до заданного уровня $U_{n\text{ад}}$. Расчет сводится к определению индуктивностей L_1 , L_Φ и активного сопротивления $r_{L\Phi}$ катушки L_Φ фильтра. Значение емкости конденсатора C_1 задается произвольно из существующей номенклатуры номинальных емкостей. При этом параметры генератора E_n , x_{an} , r_{an} на частоте подавляемой гармоники предполагаются заранее известными [8, 9]. Расчет проводится итерационным методом в соответствии с определенным алгоритмом. Основные и дополнительные данные для расчета: E_n , x_{an} , r_{an} , C_1 , n , $U_{n\text{ад}}$, начальное приближение $r_{L\Phi} = r_{L\Phi}^0$, шаг итерации $\Delta r_{L\Phi}$, ϵ — допустимая погрешность воспроизведения заданного значения $U_{n\text{ад}}$.

По завершении определения параметров элементов комбинированного фильтра L_1 , C_1 , L_Φ и $r_{L\Phi}$ производится проверка возможности нахождения частот значимых гармоник напряжения генератора в отрицательной области ФЧХ фильтра. Проведение такой проверки возможно при наличии экспериментальных данных гармонического анализа напряжения ненагруженного генератора по всем значимым гармоникам и знании ФЧХ комбинированного фильтра, которая может быть получена аналитическим путем по результатам определения основных параметров элементов фильтра L_1 , C_1 , L_Φ и $r_{L\Phi}$. Опыт показывает,

что оценочный расчет ФЧХ достаточно проводить при допущении об отсутствии активных потерь в катушке L_1 параллельного контура:

$$\varphi = \arctg \frac{x_{L\Phi} - x_{C\Phi}^{3\text{кв}}}{r_{L\Phi}} = \arctg \frac{\frac{2\pi f L_1}{4\pi^2 f^2 L_1 C_1 - 1}}{r_{L\Phi}}. \quad (9)$$

В том случае, если частота какой-либо значимой k -й гармоники напряжения генератора попадает в отрицательную (емкостную) область расчетной ФЧХ комбинированного фильтра, необходимо проведение проверки условия

$$U_{k\Phi} \leq U_k, \quad (10)$$

где $U_{k\Phi}$ и U_k — соответственно напряжение k -й гармоники генератора с фильтрами и без таковых при $k < n$.

Значение $U_{k\Phi}$ в (10) определяется в соответствии с (4), что требует в качестве дополнительных исходных данных параметров генератора E_k , x_{ak} и r_{ak} по k -й гармонике [8, 9].

Невыполнение условия (10) требует корректировки ФЧХ комбинированного фильтра, что осуществляется повторным расчетом параметров L_1 , L_Φ и $r_{L\Phi}$ по соответствующему алгоритму при большем по сравнению с предыдущим значении емкости конденсатора C_1 . При необходимости цикл расчетов повторяют до получения необходимого результата (10) с фиксацией последних значений параметров фильтра L_1 , C_1 , L_Φ и $r_{L\Phi}$. Окончательное заключение об эффективности комбинированного фильтра при всех возможных эксплуатационных изменениях частоты генератора может быть сделано по результатам натурно-стендовых испытаний.

Выводы. 1. Изложенный подход к ограничению уровня высших гармоник в автономных СЭС со значимыми электромеханическими источниками несинусоидальности имеет свои особенности по сравнению с решением аналогичной задачи в энергосистемах промышленного назначения.

2. Зависимость параметров синхронного генератора как источника высших гармоник от режима его работы по основной гармонике определяет необходимость введения в структуру средства ограничения несинусоидальности звена, исключающего указанное влияние.

3. Полученное условие оптимальной настройки

предлагаемого комбинированного фильтра отличается от существующего подхода к настройке фильтрокомпенсирующих устройств промышленных энергосистем.

4. Использование комбинированных фильтров для ограничения несинусоидальности, вносимой в автономную СЭС синхронным генератором при условии выбора параметров элементов фильтров в соответствии с приведенной методикой, исключает увеличение напряжений высших гармоник, порядки которых не совпадают с порядком подавляемой фильтром гармоники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кутузов С.И. Метод оценки коэффициента гармоник по напряжению в автономных энергосистемах. — Электричество, 1993, № 9.
2. Кутузов С.И. Статистическое моделирование несинусоидальных режимов автономных энергосистем. — Электричество, 1994, № 12.
3. Федченко В.Г. Метод определения коэффициента несинусоидальности и способ его ограничения в электрических системах. Дис. ... канд. техн. наук. — М.: МЭИ, 1979.
4. Дж. Ариялла, Д. Брэдли, П. Боджер. Гармоники в электрических системах. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. Передача энергии постоянным током / Под ред. И.М. Бортника, А.В. Поссе. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
6. Маркушевич И.С., Солдаткина Л.А. Качество напряжения в городских электрических сетях. — М.: Энергия, 1975.
7. Широков Н.Г., Кутузов С.И. Способ снижения уровня высших гармоник в автономных энергосистемах. — Электричество, 1994, № 10.
8. А.с. 1203443 (СССР). Способ определения ЭДС и индуктивного сопротивления синхронного генератора / Н.Г. Широков, С.И. Кутузов. — Опубл. в БИ, 1986 № 1.
9. Широков Н.Г., Кутузов С.И. К определению параметров синхронных генераторов малой мощности на частотах высших гармоник. — Электричество, 1992, № 4.
10. А.с. 1295347 (СССР). Способ определения активного, индуктивного сопротивления и ЭДС асинхронного двигателя по высшим гармоникам / С.И. Кутузов, Н.Г. Широков. — Опубл. в БИ, 1987, № 9.
11. ГОСТ 19705—89. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. — М.: Изд-во стандартов, 1989.
12. Жежеленко И.В. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

[23.10.95]

Автор: Кутузов Сергей Иванович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1974 г. В 1988 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Несинусоидальные режимы работы самолетных энергосистем». Доцент кафедры электрооборудования Военно-воздушной инженерной академии им. Н.Е. Жуковского.

Блокирование неправильных команд в электроустановках

ДУБОВОЙ В.Г.

Неправильные действия оперативного персонала электростанций и подстанций при производстве переключений в силовых и вспомогательных цепях электроустановок являются источником высокой аварийности. В статье сформулированы принципы блокирования неправильных команд, получен метод формализации теории блокирования, основанный на применении формальных логических и канонических систем, разработана методология построения систем блокирования.

Ключевые слова: электроустановка, коммутационный аппарат, команда управления, логический контроль, блокирование, матрица, граф

Неправильные действия персонала при производстве оперативных переключений приводят к авариям и отказам, составляющим более 50% всех случаев аварий в электроэнергетике. Для предотвращения таких действий применяются системы блокировки, построенные на разных принципах. В настоящее время в отечественной энергетике применяются, в основном, электромагнитные блокировки, логическая часть которых представляет собой релейно-контактные схемы, анализирующие состояние коммутационных аппаратов (КА) силовой электрической цепи (силовая цепь). Из анализа публикаций видно, что эти блокировки недостаточно эффективны [1]. Вместе с тем, широкое внедрение средств автоматизации в энергетике позволяет повысить надежность и безопасность оперативных переключений (ОП) за счет реализации задач блокирования в составе автоматизированных систем управления (АСУ).

В соответствии с [2] термин «блокирование» определяется как осуществление логической функции запрета в электроустановке, поэтому системы блокирования (СБ) должны строиться на основе положений теории блокирования, законов и принципов математической логики. Конструирование подобных управляющих систем требует разработки средств представления процедур переключений, процессов управления и блокирования, создания системных концепций, построения моделей СБ.

Теоретические предпосылки построения СБ заключаются в следующих аксиомах и теоремах.

Аксиомы.

1. Запрещается соединение силовых цепей, одна из которых находится под напряжением, а другая заземлена.

2. Запрещается соединение силовых цепей, находящихся под несинхронными напряжениями.

3. Цепь от источника к нагрузке или источнику

Erroneous actions of a power station (substation) personnel, when switching over power and auxiliary electrical installation circuits are the cause of a high accident rate, hence it follows that the creation of interlocking systems, which enable automatic logical routine switching sequence control, is a pressing problem. The paper considers principles of error command interlocking. A method based on using formal logical and canonical systems is proposed for formalizing the interlocking theory and methodology is developed for use in the design of interlocking systems.

Ключевые слова: electrical installation, error command interlocking, logical switching sequence control, matrix

может разрываться или замыкаться только выключателем.

4. Электроустановка должна вводиться в работу со всеми относящимися к ней устройствами вспомогательной цепи.

5. Очередность оперативных действий в ходе переключений жестко фиксирована, при ее нарушении автоматически запрещаются операции с КА силовой цепи.

6. Команда блокирования обладает более высоким приоритетом, чем команда управления КА силовой цепи. Абсолютный приоритет принадлежит системе защиты.

Примечание. Под термином «вспомогательная электрическая цепь» (вспомогательная цепь) понимаются все виды цепей управления, защиты, автоматики, измерений, сигнализации и др. [2].

Теоремы.

1. Ситуация в электроустановке может быть охарактеризована многомерным вектором двоичных переменных в бинарном пространстве признаков с конечным числом переменных.

2. Для каждой операции с КА силовой цепи существует алгоритм проверки соблюдения условий, заложенных в аксиомах.

3. Содержательно сформулированная теория блокирования может быть формализована посредством логических исчислений высказываний и предикатов первого порядка.

4. Математическое моделирование процессов и структур системы блокирования с применением языка теории графов является необходимым и достаточным условием синтеза логической части СБ.

Аксиомы сформулированы на основе экспертических знаний о процессах переключений, они являются основными критериями, соблюдение которых необходимо и достаточно для правильного выполнения ОП. Теоремы приведены без доказательств.

зательств; кратко поясним их содержание.

Если ситуация в электроустановке с требуемой полнотой может быть охарактеризована вектором двоичных признаков состояния КА силовых и вспомогательных цепей, работы защит и автоматики, уровней аналоговых параметров оборудования, то задачи блокирования можно описывать языком дискретной математики. Двоичные признаки с логической точки зрения являются высказываниями, многомерные векторы представляют собой составные высказывания. Логические операции над двоичными переменными и над двоичными векторами входят в систему команд любой современной ЭВМ. Следовательно, **т е о р е м а 1** определяет принципиальную возможность решения задачи блокирования в системах, построенных с применением обычных средств вычислительной техники.

Т е о р е м а 2 подтверждает алгоритмическую разрешимость реализации логической функции запрета при любых вариантах формирования команды управления (персоналом в ходе ОП, в процессе ликвидации аварии, техническими средствами АСУ в результате сбоя системы и др.).

Для исследования и конструирования систем требуется разработка средств их представления, построение моделей классов и свойств системы, исследование структуры теорий систем. Задачи СБ должны иметь точное, явное описание, что достигается их формализацией. Выбор средств для формализации теории блокирования, описанной в семантических терминах, имеет принципиальное значение в связи с ограничениями, накладываемыми теоремами Геделя о неполноте. Если использовать сложные формальные системы, можно получать достаточно богатые математические описания процессов и структур СБ, однако в этом случае из теорем Геделя следует, что формализация будет неполной (неадекватной). При практической реализации математических моделей СБ, построенных с применением языка сложных формальных систем, возможно недостоверное воспроизведение характеристик СБ в ЭВМ, реализующих аксиомы 1–6. **Т е о р е м ы 3** и **4** указывают оптимальное направление выбора языка для формализации теории блокирования.

Анализ аксиом показывает, что для обеспечения блокирования в СБ должны комплексно решаться две группы задач, требующих для своей реализации разных методов и технических средств решения:

контроль за соблюдением зафиксированной очередности операций в процессе производства ОП с автоматическим запретом команд управления КА силовой цепи при нарушении очередности (соблюдение условий, заложенных в **аксиомах 4, 5**);

логический контроль любой команды управления КА, поступившей в систему управления приводом КА, и автоматический запрет неправильной ко-

манды (реализация **аксиом 1, 2, 3, 6**).

Проблемы постановки и способы решения задач первой группы достаточно полно описаны в [3], опыт внедрения системы блокирования будет проанализирован после ввода в эксплуатацию АСУ подстанции 220/500 кВ Пермской ГРЭС.

Рассмотрим метод построения СБ, решающей задачи логического контроля команд управления. Исследование выполним на модели типового электрического распределительного устройства высокого напряжения (РУ), условная схема которого приведена на рис. 1. Все множества, участвующие в описании СБ, являются конечными.

Формальным представлением модели СБ является матрица Δ взаимосвязи состояний КА (см. табл. 1):

$$\Delta_N = \{ \delta_{ij} \} ; \quad i = \{e_i, \dots, e_n\}, \quad J = \{v_1, \dots, v_k\}, \quad (1)$$

где $\{e\}$ — множество силовых КА схемы РУ, состоящее из подмножеств выключателей $\{e_{Bi}\} \in \{e\}$, разъединителей $\{e_{Pi}\} \in \{e\}$, заземлителей $\{e_{3H}\} \in \{e\}$; $\{v\}$ — множество узлов соединения аппаратов в схеме электрических соединений электроустановки.

Элемент δ_{ij} матрицы, стоящий на пересечении i -й строки и j -го столбца, определяется следующим образом:

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если аппарат } e_i \text{ коммутирует узел } v_j; \\ 0, & \text{если аппарат } e_i \text{ не коммутирует узел } v_j. \end{cases} \quad (2)$$

Матрице блокирования Δ_N соответствует неориентированный граф модели системы блокирования $G_N = (V, E)$, где V — множество вершин графа (узлов соединения КА); $V = \{v_i\}; i = (1, n)$; E — множество ребер (силовых КА). Изображение графа G_N для условной схемы РУ представлено на рис. 2. Каждая вершина V_i графа может быть

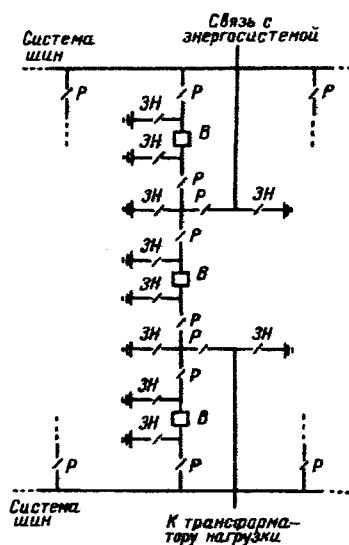


Рис. 1. Условная схема электрических соединений РУ: **В** — выключатель; **Р** — разъединитель; **ЗН** — заземлитель

Таблица 1

Но- мер стро- ки	Множество ребер графа	Множество вершин графа				
		...	V_{j-1}	V_j	V_{j+1}	...
1
2
.
.
k	$E_{V_{i-1}/R}$	$\delta_{k(j-1)}$	-	-	-	...
$k+1$	$E_{V_{i-1}/Z}$	-	-	-	-	...
$k+2$	$E_{V_{i-1}/W}$	-	-	-	-	...
$k+3$	$E_{V_{i-2}/V_{i-1}}$	$\delta_{(k+3)(j-1)}$	-	-	-	...
$k+4$	$E_{V_{i-1}/i}$	$\delta_{(k+4)(j-1)}$	-	-	-	...
.
i	$E_{V_i/R}$	-	δ_{ij}	-	-	...
$i+1$	$E_{V_i/Z}$	-	-	-	-	...
$i+2$	$E_{V_i/W}$	-	-	-	-	...
$i+3$	$E_{V_i/V_{i-1}}$	-	$\delta_{(i+3)j}$	-	-	...
$i+4$	$E_{V_i/V_{i+1}}$	-	$\delta_{(i+4)j}$	-	-	...
.
m	$E_{V_{i+1}/R}$	-	-	$\delta_{m(j+1)}$	-	...
$m+1$	$E_{V_{i+1}/Z}$	-	-	-	-	...
$m+2$	$E_{V_{i+1}/W}$	-	-	-	-	...
$m+3$	E_{V_{i+1}/V_i}	-	-	$\delta_{(m+3)(j+1)}$	-	...
$m+4$	$E_{V_{i+1}/V_{i+2}}$	-	-	$\delta_{(m+4)(j+1)}$	-	...
.

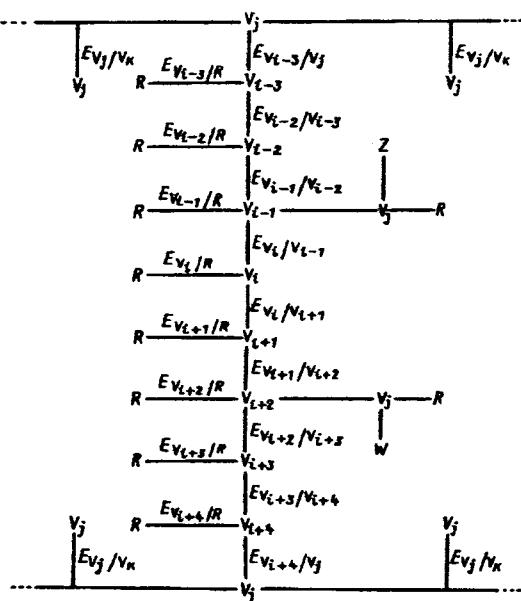
охарактеризована следующими состояниями S : Z — «источник»; $S_{V_i} \rightarrow Z$, если вершина непосредственно или замкнутыми ветвями соединена с генератором или энергосистемой; W — «нагрузка», $S_{V_i} \rightarrow W$, если соединение происходит с нагрузкой; R — «земля», $S_{V_i} \rightarrow R$, если через замкнутые ребра есть путь на землю.

Каждое ребро E_i графа может выполнять функции соединения вершины:

- с заземлением $E_{V_i/R}$ (ребро соединения);
- с источником $E_{V_i/Z}$ (ребро соединения);
- с нагрузкой $E_{V_i/W}$ (ребро соединения)
- и соединения вершин E_{V_i/V_j} (ребро связи).

Графическое представление функции соединений вершин приведено на рис. 3.

Используя принятые обозначения, формали-

Рис. 2. Граф G_N модели системы блокирования

зумеем аксиомы 1—3 с применением систем логических исчислений. В соответствии с аксиомой 1 в схеме может быть четыре логически непротиворечивых комбинации состояний вершин:

$$S = \{ \&R_1, \&W_i, \&Z_i, (\&W_i) \& (\&Z_i) \},$$

$$i = (\overline{1, n}), \text{ при этом } WZ \rightarrow Z. \quad (3)$$

Для реализации критериев блокирования используются три состояния с фиксированным приоритетом:

$$1) R \rightarrow 2) Z \rightarrow 3) W. \quad (4)$$

Формализуемые аксиомы выражаются следующими предикатными формулами:

$$\left. \begin{array}{l} \forall E_{V_i/R} [S_{V_i} \cap Z = 0, S_{V_i} \cap W = 0]; \\ \forall E_{V_i/Z} [U_{V_i} \equiv U_{V_j}/S_{V_i}, S_{V_j} \cap R = 0]; \\ \forall E_{V_i/W} \forall E_{V_i/V_j} [e_{V_i/V_j} \cap \{e_{p_i}\} = 0]. \end{array} \right\} \quad (5)$$

Сформированная в АСУ команда управления Y должна быть сопоставлена с одной из перечисленных функций ребер графа G_N :

$$Y_i \rightarrow \{E_{V_i/R}, E_{V_i/Z}, E_{V_i/W}, E_{V_i/V_j}\}. \quad (6)$$

Для проверки команды на соответствие критериям (3) и (4) необходимо идентифицировать состояние вершины, соединяемой с землей, источником или нагрузкой $S_{V_i} = f(E_i)$. Если ребро осуществляет функцию соединения (или разъединения) двух вершин, то необходимо распознать состояние обеих вершин $S_{V_i} = f(E_i)$ и $S_{V_j} = f(E_j)$. Процесс распознавания состояния осуществляется после формирования команды и проводится только для конкретной вершины V_i или двух вершин

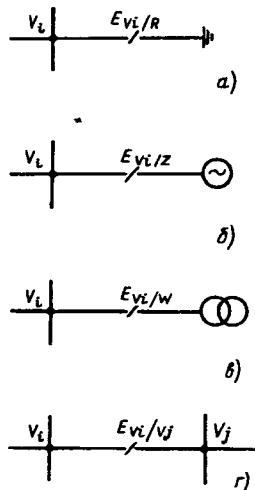


Рис. 3. Функции ребер E графа G_N : a — ребро соединения с заземлением; b — с источником; c — с нагрузкой; d — ребро связи

V_i и V_j , участвующих в коммутации.

Задача распознавания ставится как задача разработки детерминированных распознающих процедур, реализуемых в виде моделей конечных автоматов без выходов и сетей из автоматов [4]. Для решаемой задачи распознающий автомат определяется как система конечных множеств $\Sigma = (A, Q, \lambda, q_1, \Psi)$, где входной алфавит A представляется множеством высказываний $\{\alpha_1, \dots, \alpha_n\}$ о состоянии вершин графа G_N ; Q — множество состояний автомата, отмеченных отметками 0 или 1; λ — функция переходов, $\lambda: Q \times A \rightarrow Q$; q_1 — начальное состояние; $\Psi \in Q$ — множество заключительных состояний с отметкой 1.

Высказывание $\zeta \subseteq A$ о состоянии i -й вершины распознаемо в автомате Σ , если $\lambda(q_1, \alpha) \in \Psi$ тогда и только тогда, когда $\alpha \in \zeta$.

Согласно теореме 1 о конечности числа переменных, описывающих ситуацию в РУ, ограничения по разрешимости, накладываемые теоремой Райса, снимаются, что позволяет утверждать о возможности распознавания состояния любой вершины графа. Для рассматриваемого примера при представлении информации в матричной форме распознавание принадлежности столбца матрицы к классу состояний осуществляется проверкой наличия в строках столбца, составляющих распознаваемое слово, характерного для данной матрицы признака (например, состояния R). Если возникает необходимость поочередной проверки всех столбцов матрицы, то необходимо использовать множество автоматов с различными начальными состояниями q_1 .

Алгоритмическое обеспечение процедур распознавания осуществляется различными способами комбинирования автоматных распознавателей и автоматных предикатов с построением сети

из автоматов для последовательных автоматных вычислений.

Ход решения задачи представляется логической последовательностью процедур: идентификация ребра $E_i \rightarrow$ распознавание состояния вершин, участвующих в коммутации \rightarrow выполнение логического анализа команды по критериям (5) \rightarrow формирование разрешения или запрета на прохождение команды к приводу КА.

Идентификация ребра E_i осуществляется алгоритмом поразрядного сравнения цифрового кода КА, содержащегося в команде управления и матрицы $\Delta_{KA} = \{\delta_{ij}\}$, где i — разряды кодов КА; j — тип аппарата.

Распознавание состояния вершин, участвующих в коммутации, описывается сетью подзадач: вызов матрицы заземлений \rightarrow распознавание состояния \rightarrow запоминание состояния \rightarrow вызов матрицы источников \rightarrow распознавание состояния \rightarrow запоминание состояния \rightarrow вызов матрицы нагрузок \rightarrow распознавание состояния \rightarrow запоминание состояния.

В качестве базы данных распознающей системы в СБ сформированы три матрицы для определения состояний вершин, информация в которых соответствует фактическому состоянию схемы электроустановки:

$$\begin{aligned} \Delta_R &= \{\delta_{ij}\}, i = \{R, E_{V_i/V_j}\}, j = \{v_k\}, k = (1, n); \\ \Delta_Z &= \{\delta_{ij}\}, i = \{Z, E_{V_i/V_j}\}, j = \{v_k\}, k = (1, n); \\ \Delta_W &= \{\delta_{ij}\}, i = \{W, E_{V_i/V_j}\}, j = \{v_k\}, k = (1, n). \end{aligned} \quad (7)$$

Алгоритм распознавания в виде автоматной структурной схемы представлен на рис. 4, рассмотрим некоторые особенности его построения и функционирования. Подсеть автоматов Σ_1 распознает тип КА (B, P, ZH), на который сформирована команда управления (в эксплуатируемых электроустановках заземлителя слабо механизированы, однако учет перспектив развития КА позволяет включать операции управления ЗН в число функций АСУ). Автоматный предикат Σ_1^p поочередно запускает распознающие автоматы Σ_1^i , $i \in \{B, P, ZH\}$, анализирующие матрицы КА.

Для определения вершин, участвующих в коммутации, используется автомат Σ_2 , анализирующий элементы основной матрицы Δ_N с учетом соотношений (2) и (6). Распознавание состояний вершин осуществляется подсетью Σ_3 . Автоматный предикат Σ_3^p взаимодействует с распознающими автоматами Σ_3^j , $j = \{R, Z, W\}$, анализирующими матрицы Δ_j . При этом обеспечивается очередность запуска автоматов Σ_3^j и управление последовательностью проверок столбцов матриц. Если коммутируются две вершины V_{i-1} и V_i , то вначале проверяется столбец вершины V_{i-1} .

Например, для случая проверки состояния вер-

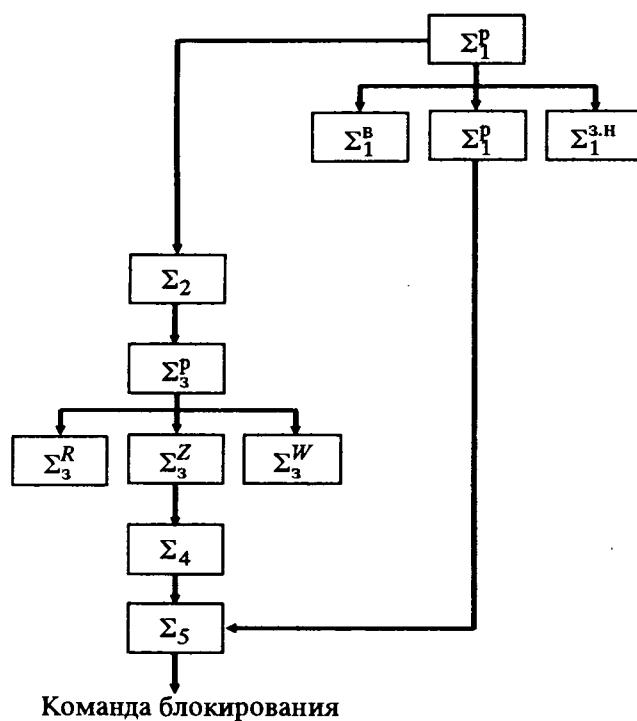


Рис. 4. Структурная схема алгоритма логического контроля команд управления

шины V_{i-1} на наличие связи ее с заземлением с помощью матрицы Δ_R предикатная формула (2) интерпретируется как высказывание

$$S_{V_{i-1}} = \begin{cases} A, & \text{если } E_{V_{i-1}/R} = 1; \\ \bar{A}, & \text{если } E_{V_{i-1}/R} = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Физический смысл высказывания: вершина V_{i-1} заземлена, если включен силовой КА, соединяющий ее с землей.

Условием перехода к проверке следующего столбца служит истинность высказывания, получаемого из продукции

$$(\forall \delta_{V_{i-1}} [S_{V_{i-1}} \cap A = 0]) \& (E_{V_{i-1}/V_{i-2}} = 1) \Rightarrow S_{V_{i-2}}; \quad (9)$$

в словесном выражении это означает, что если вершина V_{i-1} не заземлена и включен КА, соединяющий вершины V_{i-1} и V_{i-2} , то автомат переходит к распознаванию состояния вершины V_{i-2} с учетом состояния вершины V_{i-1} . Если при одной из проверок состояния окажется, что $S_{V_{i-1}} = R$, то это является условием для формирования команды окончания проверки и выдачи сообщения о заземленном состоянии вершины.

Применение продукции вида (9) при построении СБ возможно при условии, что формальная система продукции Поста будет порождать продукции, состоящие из формул исчисления высказываний (см. теорему 3).

Распознавание состояния вершины V_i осуществляется аналогичным образом, при этом переходы осуществляются в направлении $i \rightarrow i+1 \rightarrow i+2 \rightarrow \dots$

Проверка синхронности в схемах управления выключателями осуществляется аппаратным способом, бинарные сигналы отбираются от устройств контроля синхронизма и анализируются автоматом Σ_4 . После окончания распознавания состояний вершин, вида КА и проверки синхронности напряжений автоматным предикатом Σ_5 выполняется проверка истинности предикатных формул (8) с формированием команды блокирования по следующим соотношениям:

$$N = \begin{cases} 1 \text{ для всех аппаратов, если } S_{V_{(i,j)}} = (R, Z); \\ 1 \text{ для разъединителей, если } S_{V_{(i,j)}} = (Z, W); \\ 0 \text{ для выключателей, если } S_{V_{(i,j)}} = \\ = (Z, W) \vee (Z, Z); \\ 1 \text{ для } i\text{-го разъединителя, если} \\ E_{V_{i-1}/V_i} \& E_{V_i/V_{i+1}} = 1; \\ 0 \text{ для разъединителей, если} \\ E_{V_{i-1}/V_i} \vee E_{V_i/V_{i+1}} = 0, \end{cases} \quad (10)$$

где $N=1$ — команда блокирования, запрещающая прохождение управляющего сигнала к приводу КА.

Рассмотрим возможность представления исследуемой структурной схемы в виде обобщенного автомата Σ^* , работающего в соответствии с выведенными зависимостями. Определим Σ^* как совокупность множеств $\{A, Q, \Omega, \lambda, \varphi\}$, в которой $A = \{A_{\Sigma_1}, \dots, A_{\Sigma_5}\}$ — входной алфавит; $Q = \{q_1, \dots, q_n\}$ — алфавит состояний; $\Omega = \{\omega_1, \dots, \omega_m\}$ — выходной алфавит; $\lambda: Q \times A \rightarrow Q$ — функция переходов; $\varphi: Q \times A \rightarrow \Omega$ — функция выходов. На основании теорем 1, 4, формул (1) и функций соединения вершин графа можно утверждать, что входные алфавиты автоматов структурной схемы не пересекаются. В этом случае структурной схеме (рис. 4) соответствует табл. 2, задающая функции переходов и выходов автомата Σ^* , что выражается отображением $\lambda \times \varphi: Q \times A \rightarrow Q \times \Omega$. Подавтоматами для Σ^* являются: подсеть Σ_1 , автомат Σ_2 , подсеть Σ_3 , автомат Σ_4 , автомат Σ_5 ; алфавиты подавтоматов объединяются в алфавит обобщенного автомата Σ^* . Переходы от одного подавтомата к другому осуществляются сигналами заключительных состояний предыдущих Σ_i , при этом одновременно переключаются алфавиты, соответственно с предыдущего на алфавит последующего подавтомата. Таким образом, полученный автомат Σ^* реализует структурную схему рис. 4 на общей памяти с переключением входов, с единым автоматным описанием в виде таблицы переходов (табл. 2). Для полноты анализа запишем канонические уравнения сети, описывающие блоки λ и φ как системы логических функций. В обобщенном виде для k -го шага автомата Σ^* уравнения представляются следующими зависимостями:

Таблица 2

Начальное состояние	A_{Σ_1}	A_{Σ_2}	A_{Σ_3}	A_{Σ_4}	A_{Σ_5}
	$\alpha_{11}, \dots, \alpha_{1n}$	$\alpha_{21}, \dots, \alpha_{2n}$	$\alpha_{31}, \dots, \alpha_{3n}$	$\alpha_{41}, \dots, \alpha_{4n}$	$\alpha_{51}, \dots, \alpha_{5n}$
q_{11}	$q_{12} \dots \dots$				
\dots	$\dots q_{21} \dots$				
q_{1k}	$\dots \dots q_{11}$				
q_{21}		$q_{22} \dots \dots$			
\dots		$\dots q_{31} \dots$			
q_{2k}		$\dots \dots q_{21}$			
q_{31}			$q_{32} \dots \dots$		
\dots			$\dots q_{41} \dots$		
q_{3k}			$\dots \dots q_{31}$		
q_{41}				$q_{42} \dots \dots$	
\dots				$\dots q_{51} \dots$	
q_{4k}				$\dots \dots q_{41}$	
q_{51}					$q_{52} \dots \dots$
\dots					$\dots N \dots$
q_{5k}					$\dots \dots q_{51}$

$$\lambda_k, \varphi_k \dots = \begin{cases} \Delta_S = \|\delta_{ij}\|; S = (S_m), i = \{E_S, E_{V_i/V_{i \pm 1}}\}, \\ j = \{V_i\}; \\ S_{V_i} = \begin{cases} S, \text{ если } E_S = 1; \\ \bar{S}, \text{ если } E_S = 0; \end{cases} \\ E_S = 0 \Rightarrow \lambda_k = 1, E_S = 1 \Rightarrow \lambda_k = 0; \\ E_S = 1 \Rightarrow \varphi_k = 1, E_S = 0 \Rightarrow \varphi_k = 0. \end{cases} \quad (11)$$

Для каждого подавтомата Σ_i формулы (14) конкретизируются, например, в случае распознавания состояния вершин, участвующих в коммутации подсетью Σ_3 , уравнения будут иметь вид (10), (11), (12).

Разработанный метод моделирования структур и процессов блокирования позволяет конструировать работоспособные системы, обеспечивающие надежность и безаварийность процессов оперативных переключений в РУ. В настоящее время рассматривается возможность создания СБ на базе технических средств АСУ подстанции 220/500 кВ Пермской ГРЭС и сети оперативно-диспетчерского управления Пермской ГРЭС [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Горев Н.Ф. По поводу статьи А.Л. Пшеничера «Об отказе от электромагнитной блокировки» и откликов на нее. — Электрические станции, 1990, № 3.
- ГОСТ 18311-80. Изделия электротехнические. Термины и определения основных понятий. Изменение № 2, 1990.
- Автоматическое управление переключениями на подстанции 500/220 кВ Пермской ГРЭС / В.Г. Дубовой, В.Е. Поляков, В.С. Черненко, Е.Г. Штейнфер. — Электрические станции, 1992, № 10.
- Кузнецов О.П., Адельсон-Вельский Г.М. Дискретная математика для инженера. — М.: Энергоатомиздат, 1988.

[11.09.95]

Автор: Дубовой Владимир Григорьевич окончил энергофакультет Новосибирского политехнического института в 1969 г. В 1994 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Автоматизация энергосистем» в Уральском государственном техническом университете. Ведущий инженер электроцеха Пермской ГРЭС.

Экспериментальная оценка электромагнитной обстановки на подстанции «Владимирская 750 кВ»

МАТВЕЕВ В.Ф., БОРИСОВ Р.К., КАДЫКОВ Н.В.

Приведена методика экспериментальной оценки электромагнитной обстановки на подстанции. Рассмотрены результаты измерений на подстанции «Владимирская 750 кВ». Даны рекомендации по обеспечению электромагнитной обстановки, благоприятной для эксплуатации микропроцессорных систем релейной защиты.

Ключевые слова: подстанция, электромагнитная обстановка, микропроцессорные системы релейной защиты, управление

Современные устройства релейной защиты и противоаварийной автоматики (РЗА и ПА), автоматические системы управления технологическими процессами (АСУ ТП) и средства диспетчерско-технологического управления (СДТУ), основанные на микроэлектронных и микропроцессорных элементах, имеют широкие функциональные возможности и обладают рядом других преимуществ перед устройствами, применявшимися ранее. Однако наряду с указанными преимуществами они имеют и один существенный недостаток: повышенная чувствительность к импульсным помехам.

Решением РАО «ЕЭС России» с 01.09.93 г. введены в действие «Методические указания по защите вторичных цепей электрических станций и подстанций от импульсных помех», которые рекомендуется применять на вновь сооружаемых и реконструируемых подстанциях независимо от устанавливаемых во вторичных цепях типов устройств (электронные или электромеханические). В соответствии с положением этих Указаний при введении в действие новых или замене существующих устройств выбор защитных мероприятий для вторичных цепей производится на основании результатов предварительных натурных измерений уровней импульсных помех, действующих во вторичных цепях на данной подстанции. Это требование обусловлено необходимостью оценки реальной электромагнитной обстановки на энергообъекте и разработке способов снижения уровня помех до нормируемых значений [1].

В статье приводятся результаты экспериментальной оценки электромагнитной обстановки, проведенной на подстанции «Владимирская 750 кВ» в феврале 1995 г.

Определение электромагнитной обстановки на подстанции «Владимирская 750 кВ» осуществлялось по следующей методике:

проводилась расчетная оценка коммутацион-

Вологодская областная универсальная научная библиотека

A method for experimental estimation of an electromagnetic environment at a substation is proposed. The results of experiments at «The Vladimirskaya 750 kV» substation are considered. Recommendations for ensuring electromagnetic environment favourable to microprocessor relay protection system operation are given.

Key words: substation, electromagnetic conditions, microprocessor relay protection system, operation

ных электромагнитных полей на подстанции, дающая представление об ожидаемых уровнях влияния на вторичные цепи; измерялись распределение потенциалов на поверхности территории ОРУ 110, 220, 500 и 750 кВ и токов, протекающих во вторичных цепях при искусственных однофазных КЗ;

по результатам измерения потенциалов и расчетных оценок выбирались наиболее опасные по условиям помехообразования коммутационные операции, при которых измерялись уровни импульсных помех, действующих во вторичных цепях.

Расчет электромагнитной обстановки при коммутационных операциях проводился по программе REMP [2], которая позволяет рассчитывать токи, протекающие в ошиновках ОРУ подстанции и изменение потенциалов заземляющих устройств аппаратов при коммутациях, а также рассчитывать напряженность электрического и магнитного полей на территории подстанции.

Расчет показал, что наибольший уровень перенапряжений в силовой сети и, как следствие, максимальный уровень напряженности электрического и магнитного полей наблюдается при коммутации групповым разъединителем автотрансформатора N7 (АТ7). Это согласуется с результатами экспериментов, проводившихся ранее на подстанции «Владимирская 750 кВ» с целью определения причины повреждения обмоток электродвигателей маслонасосов АТ7, возникших при коммутации этим разъединителем.

Экспериментальная оценка распределения потенциалов контура заземления ОРУ при однофазных КЗ на шинах подстанции проводилась следующим образом. Источник однофазного тока промышленной частоты располагался в окрестности силового трансформатора, имеющего заземленную нейтраль. Один из выходных зажимов этого источника тока подсоединялся к заземлению силового трансформатора; другой — подключался

к изолированному проводнику соответствующего сечения, который прокладывался под ошиновкой и подсоединялся к заземлению выбранного коммутационного или иного аппарата. В месте подключения изолированного проводника к заземляющему устройству снималась эпюра распределения потенциала по поверхности контура, измерялись токи в отдельных заземлителях, определялись разности потенциалов между заземленной в ОПУ жилой вторичного кабеля, кабельным лотком или шкафом и выносным заземлителем, находящимся в 1,5 км от подстанции.

По результатам проведенных измерений установлено, что при пересчете токов искусственного КЗ на реальные токи КЗ, характерные для данной подстанции, потенциалы большинства заземляющих устройств аппаратов ОРУ 110 кВ будут находиться в пределах от 400 до 1200 В. Наибольший потенциал контура заземления будет в месте обходного разъединителя (ОР) в ячейке АТ3 (1,7 кВ) и шинного разъединителя (ШР) в ячейке АТ3 (1,4 кВ). Для ОРУ 220 кВ значения потенциалов будут находиться в диапазоне от 300 до 1800 В. При этом наибольшие потенциалы будут иметь заземляющие устройства трансформаторного разъединителя (ТР) в ячейке АТ1 (2,6 кВ) и ТР в ячейке АТ2 (2,2 кВ). Характерные потенциалы для ОРУ 500 кВ будут иметь значения от 160 до 750 В.

Наибольшие потенциалы будут у ШР 1 системы шин (СШ) АТ1, фаза *B*, и у трансформатора тока (ТТ) 1 СШ, фаза *C*. Резкое увеличение потенциала будет при КЗ у конденсатора связи (КС) ВЛ «Владимир—Сев.», фаза *B* — до 1,2 кВ, очень резкое — до 3 кВ — при КЗ у фильтра присоединения (ФП) ВЛ «Владимир—Южн.», фаза *A*. При КЗ на землю максимальная разность напряжений между жилами вторичных кабелей и заземляющими устройствами аппаратов в месте КЗ не будет превышать 400 В, за исключением ЗУ ШР В22, фаза *A* — до 0,5 кВ, у разрядника реактора 2, все фазы — до 900 В и у разрядника А17, все фазы — до 600 В.

Оценка максимального уровня импульсных помех проводилась в цепях оперативного тока, цепях трансформаторов тока и напряжения, в высокочастотных кабелях диффазных защит и токовых цепях этих защит. При коммутационных операциях с выключателями и разъединителями в указанных цепях измерялись дифференциальные помехи и помехи общего типа. Измерения выполнялись с помощью запоминающего осциллографа и специально изготовленных для таких измерений регистраторов импульсных помех АИР-4.

При измерениях было установлено, что уровни

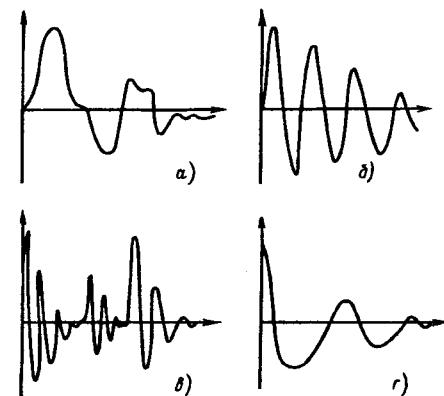
помех во вторичных цепях при большинстве коммутационных операций находятся в диапазоне, указанном в таблице

Вторичные цепи	Амплитудное значение импульсных помех, В, в ОРУ			
	110 кВ	220 кВ	500 кВ	750 кВ
Оперативной батареи	20÷110	20÷110	20÷110	20÷110
Трансформаторов тока	50	10÷100	20	50
Трансформаторов напряжения	—	200	300	50
ВЧ-каналы диффазной защиты	300÷1500	300÷1500	—	300÷1500

Опасные уровни импульсных помех (выше 1500 В) были зафиксированы в ВЧ-кабелях диффазной защиты ОРУ 110, 220, 500 кВ.

Типичные осциллограммы импульсных помех приведены на рисунке.

По результатам проведенных исследований было рекомендовано для улучшения электромагнитной обстановки на подстанции усилить контур заземления ОРУ 110, 220, 500 и 750 кВ путем прокладки горизонтальных заземлителей между некоторыми аппаратами (между ОР-110 и ШР-110 в ячейке АТ3, между ТР-220 в ячейке АТ1 и заземлением АТ1 и др.) и отказаться от проведения в эксплуатации коммутаций групповым разъединителем АТ7.



Характерные осциллограммы импульсных помех во вторичных цепях, полученные в ходе экспериментов: *a* — при отключении трансформаторного разъединителя; *b* — при включении шинного разъединителя; *c* — при отключении выключателя; *d* — при включении выключателя

В целом электромагнитную обстановку на подстанции можно считать благоприятной. Исключение составляет ВЧ-кабели ДФЗ и ПА, где были зафиксированы высокие уровни импульсных помех. Для снижения уровней помех было рекомендовано усилить связи заземляющих устройств всех фильтров присоединения с заземляющим контуром подстанции.

Выводы. 1. Расчетные оценки показали, что

при коммутации групповым разъединителем А17 возникают большие перенапряжения в первичной сети, и, как следствие, высокий уровень электромагнитных полей. Экспериментально обнаружено превышение допустимого уровня импульсных помех в цепях ВЧ-кабеля ДФЗ и неравномерность распределения потенциала заземляющих устройств некоторых аппаратов.

2. По результатам исследований разработаны практические рекомендации, обеспечивающие электромагнитную обстановку, благоприятную для эксплуатации микропроцессорных защит.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 29280—92 (МЭК 1000-4). Совместимость технических средств электромагнитная. Техника испытаний и измерений.

2. Метод заданных токов для расчета импульсных электромагнитных полей / Е.С. Колечицкий, А.И. Плис, В.И. Плис и др. — Известия АН Энергетика, 1993, № 4.

Авторы: Матвеев Вячеслав Федорович окончил факультет автоматики, телемеханики и связи Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта в 1956 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Электрические станции, сети и системы» во Всероссийском научно-исследовательском институте электроэнергетики (ВНИИЭ). Заведующий сектором ВНИИЭ.

Борисов Руслан Константинович окончил электроэнергетический факультет (ЭЭФ) Московского энергетического института (МЭИ) в 1971 г. В 1991 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Техника и электрофизика высоких напряжений». Старший научный сотрудник МЭИ.

Кадыков Николай Владимирович окончил ЭЭФ МЭИ в 1994 г. Аспирант МЭИ.

[05.06.95]

Стабилизация напряжения третичной обмотки в автотрансформаторах с регулированием под нагрузкой

ЯКИМЕЦ И.В.

Определены условия поддержания напряжения третичной обмотки автотрансформатора в пределах ограничений определенных ГОСТ при действии устройства регулирования под нагрузкой, включенного в нейтраль обмоток высшего и среднего напряжений. Показано, что специальным секционированием витков третичной обмотки можно не только компенсировать изменение ее напряжения при действии РПН, но и существенно расширить диапазон регулирования, особенно при емкостном характере нагрузки системы низшего напряжения. Полученные расчетные соотношения для выбора параметров третичной обмотки согласуются с результатами эксперимента.

Ключевые слова: электрическая сеть, автотрансформаторы, регулирование под нагрузкой, уровень напряжения, эксперимент, расчет

Автотрансформаторы и трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой (РПН) являются эффективным средством нормализации уровней напряжения электрических сетей, поскольку изменением коэффициентов трансформации можно поддерживать оптимальные значения напряжений в соответствии с заданным графиком режима [1].

Conditions are determined for maintaining an autotransformer tertiary winding voltage within the limits of the State standard under the operation of a tap change load (TCL) device connected to the neutral of high-voltage and medium-voltage windings. It is shown that by means of special tertiary winding sectionalizing it is possible not only to compensate its changer under the TCL operation but also to extend considerably a voltage regulation range especially in the case of a low-voltage supply system capacitive load. Calculated relations obtained for determining winding tertiary parameters are in a good agreement with experimental results.

Key words: electrical networks, autotransformer, load tap change, voltage, experiment, calculation

Силовые автотрансформаторы содержат третичные обмотки низшего напряжения (НН), которые соединены по схеме треугольника для компенсации в фазном напряжении гармонических составляющих, кратных трем. Эти обмотки используются также в качестве нагрузочных для подключения потребителей собственных нужд станции, местной нагрузки и устройств попеч-

речной компенсации (батарей конденсаторов, синхронных компенсаторов, статических тиристорных компенсаторов), для которых должна быть предусмотрена промежуточная трансформация к напряжению линии. Режим работы электроприемников третичной обмотки автотрансформатора непосредственно связан с уровнем напряжения на выводах этой обмотки, который, в свою очередь, зависит от режима передачи мощности по системам высшего напряжения (ВН), среднего напряжения (СН) и действия РПН. Условия работы большинства приемников третичной обмотки требуют поддержание отклонений напряжений в достаточно узком диапазоне, что особенно важно для устройств поперечной компенсации, обладающих отрицательным регулировочным эффектом по напряжению.

Наиболее просто регулирование напряжения под нагрузкой осуществляется включением регулировочной обмотки последовательно с основными обмотками в нейтрали автотрансформатора. Однако эта схема стабилизации напряжения соответствует «связанному» регулированию, при котором изменение числа витков или ЭДС на стороне ВН приводит к изменению напряжения на обмотке НН [2].

Избежать «связанного» регулирования можно размещением регулировочной зоны на конце последовательной обмотки, в «расщечке» между последовательной и общей обмотками или в линейном конце обмотки СН. Хотя такие схемы представляются наиболее удобными с точки зрения влияния на напряжение обмотки НН при регулировании, однако при уровне напряжения большем 330 кВ, они практически не используются и автотрансформаторы 500 кВ и выше выполняются с включением регулировочной обмотки в общую нейтраль обмоток СН и ВН.

В схемах с регулированием напряжения в нейтрали регулировочная обмотка, переключающее устройство и отводы могут быть выполнены на более низкий класс напряжения с переключающим устройством приставного типа в отдельном баке. Снижение класса напряжения изоляции регулировочной обмотки позволяет также расширить диапазон регулирования, т. е. обеспечить нахождение напряжения в технически допустимых пределах при существенном изменении режима энергосистемы. В частности, по таким схемам выполнены автотрансформаторные группы 750 кВ Запорожского трансформаторного завода [3]. В то же время расчеты конкретных режимов регулирования напряжения в автотрансформаторах 750/500 кВ показывают, что при пределах регулирования $\pm 5\%$ на стороне 750 кВ увеличение напряжения холостого хода на обмотке НН превышает 15%. Следствием этого является отказ

от подключения к обмотке НН активных потребителей или устройств поперечной компенсации.

Для решения указанных проблем предлагается способ стабилизации напряжения на третичной обмотке автотрансформатора при действии РПН, регулирующего изменение передачи реактивной мощности в системах ВН и СН. Способ не требует использования специальных регулировочных средств и базируется на изменении магнитных потоков в главном канале рассеяния обмоток ВН и СН.

На рис. 1 приведена электрическая схема рассматриваемого автотрансформатора. Обмотка НН разделена на две последовательно соединенные секции с числом витков w_3 , w_4 . Одна из секций, например w_3 , расположена в непосредственной близости к стержню магнитопровода; другая секция w_4 располагается таким образом, чтобы частично или полностью охватывать поток рассеяния, создаваемый обмотками w_1 и w_2 . Регулировочная обмотка имеет общее число витков w_p и вводится в действие в соответствии с коэффициентом ν , причем $\nu \in [-1, 1]$.

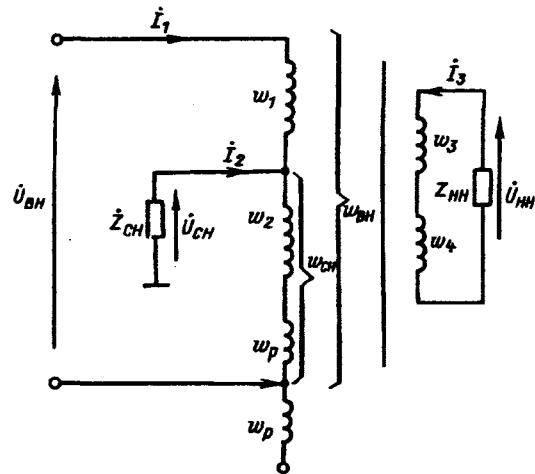


Рис. 1. Электрическая схема соединения обмоток автотрансформатора с РПН в нейтрали обмоток и системой стабилизации напряжения НН: $U_{\text{ВН}}$, $U_{\text{СН}}$, $U_{\text{НН}}$ — комплексы напряжений обмоток ВН, СН, НН; w_1 — число витков последовательной обмотки; w_2 — число витков общей обмотки (обмотка СН); $w_1 = \alpha_1 w_{\text{ВН}}$; $w_2 = \alpha_2 w_{\text{ВН}}$; $w_3 = \alpha_1 w_{\text{НН}}$; $w_4 = \alpha_2 w_{\text{НН}}$; $Z_{\text{СН}}$, $Z_{\text{НН}}$ — комплексные сопротивления нагрузки обмоток СН и НН

При анализе схемы как трехобмоточного устройства число витков автотрансформатора может быть определено как

$$w_{\text{ВН}} = w_1 + w_2 + w_p \nu; \quad w_{\text{СН}} = w_2 + w_p \nu; \quad w_{\text{НН}} = w_3 + w_4, \quad (1)$$

а коэффициенты приведения — как отношение к некоторому произвольному базовому числу витков w_0 :

$$\left. \begin{aligned} \eta_{\text{ВН}}(\nu) &= \frac{w_{\text{ВН}}}{w_0} = \frac{w_1 + w_2 + w_p \nu}{w_0} = \eta_{\text{ВН}0} + \eta_{p0} \nu; \\ \eta_{\text{СН}}(\nu) &= \frac{w_{\text{СН}}}{w_0} = \frac{w_2 + w_p \nu}{w_0} = \eta_{\text{СН}0} + \eta_{p0} \nu; \\ \eta_{\text{НН}}(\nu) &= \frac{w_{\text{НН}}}{w_0} = \frac{w_3 + w_4}{w_0} = \eta_{\text{НН}0}, \quad \eta_{p0} = \frac{w_p}{w_0}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\eta_{\text{ВН}0}$, $\eta_{\text{СН}0}$, $\eta_{\text{НН}0}$, η_{p0} — являются постоянными величинами, не зависящими от регулирования.

Коэффициенты отношения витков составных обмоток автотрансформатора представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1(\nu) &= \frac{w_1}{w_1 + w_2 + w_p \nu}; \\ \alpha_2(\nu) &= 1 - \alpha_1(\nu) = \frac{w_2 + w_p \nu}{w_1 + w_2 + w_p \nu}; \\ \gamma_1 &= \frac{w_3}{w_3 + w_4}, \quad \gamma_2 = 1 - \gamma_1 = \frac{w_4}{w_3 + w_4}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Исходные уравнения для анализа электромагнитных процессов в автотрансформаторе с третичной обмоткой при действии РПН составим на основе схемы замещения трехобмоточного трансформаторного устройства (рис. 2). Параметры схемы замещения приведены к базовому числу витков w_0 и находятся в соответствии с параметрами электрической схемы автотрансформатора:

$$\dot{U}'_1 = \dot{U}'_{\text{ВН}} = \dot{U}'_{1m} e^{j\Theta_1}; \quad \dot{U}'_2 = \dot{U}'_{\text{СН}} = \dot{U}'_{2m} e^{j\Theta_2}; \quad \dot{U}'_3 =$$

$= \dot{U}'_{\text{НН}} = \dot{U}'_{3m} e^{j\Theta_3}$ — комплексные значения напряжений обмоток;

$$\dot{I}'_1 = \dot{I}'_{1m} e^{j(\Theta_1 - \varphi_1)}; \quad \dot{I}'_2 = \dot{I}'_{2m} e^{j(\Theta_2 - \varphi_2)}; \quad \dot{I}'_3 = \dot{I}'_{3m} e^{j(\Theta_3 - \varphi_3)}$$

комплексные значения токов обмоток;

$Z'_2 = Z'_{\text{СН}} = Z'_{2m} e^{j\varphi_2}$; $Z'_3 = Z'_{\text{НН}} = Z'_{3m} e^{j\varphi_3}$ — комплексные значения сопротивлений в цепи обмоток СН и НН; $\dot{Z}'_{2m} = |\dot{S}_2| / (\dot{U}'_{2m})^2$, $\dot{Z}'_{3m} = |\dot{S}_3| / (\dot{U}'_{3m})^2$, где \dot{S}_2 , \dot{S}_3 — комплексные значения мощностей нагрузок обмоток НН и СН.

Сопротивления трехлучевой схемы замещения (рис. 2) определяются по известным формулам [4]:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{123} &= \frac{Z'_{\text{ВН}-\text{СН}} + Z'_{\text{ВН}-\text{НН}} - Z'_{\text{СН}-\text{НН}}}{2}; \\ Z'_{213} &= \frac{Z'_{\text{ВН}-\text{СН}} + Z'_{\text{СН}-\text{НН}} - Z'_{\text{ВН}-\text{НН}}}{2}; \\ Z'_{312} &= \frac{Z'_{\text{ВН}-\text{НН}} + Z'_{\text{СН}-\text{НН}} - Z'_{\text{ВН}-\text{СН}}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для сопротивлений короткого замыкания отдельных пар обмоток, определяемых согласно методике, изложенной в [5], имеем:

Вологодская областная научная библиотека

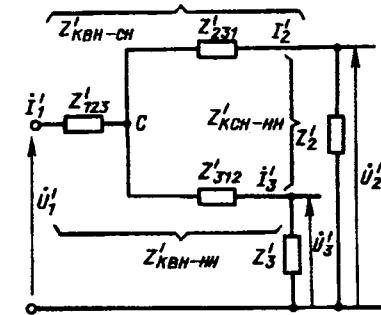


Рис. 2. Схема замещения трехобмоточного автотрансформатора

$$\left. \begin{aligned} Z'_{\text{ВН}-\text{СН}} &= \alpha_1^2 Z'_{\text{к12}} = f(\nu); \\ Z'_{\text{ВН}-\text{НН}} &= \alpha_1 \gamma_1 Z'_{\text{к13}} + \alpha_1 \gamma_2 Z'_{\text{к14}} + \alpha_2 \gamma_1 Z'_{\text{к23}} + \\ &+ \alpha_2 \gamma_2 Z'_{\text{к24}} - \alpha_1 \alpha_2 Z'_{\text{к12}} - \gamma_1 \gamma_2 Z'_{\text{к34}} = f(\nu, \gamma); \\ Z'_{\text{СН}-\text{НН}} &= \gamma_1 Z'_{\text{к23}} + \gamma_2 Z'_{\text{к24}} - \gamma_1 \gamma_2 Z'_{\text{к34}} = f(\gamma), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $Z'_{\text{к13}}$ — сопротивление КЗ между последовательной обмоткой и первой секцией обмотки НН; $Z'_{\text{к14}}$ — между последовательной обмоткой и второй секцией обмотки НН; $Z'_{\text{к23}}$ — между общей обмоткой автотрансформатора и первой секцией обмотки НН; $Z'_{\text{к24}}$ — между общей обмоткой и второй секцией обмотки НН; $Z'_{\text{к12}}$ — между последовательной и общей обмотками автотрансформатора; $Z'_{\text{к34}}$ — между секциями обмотки НН.

Все перечисленные сопротивления КЗ могут быть определены экспериментально после соответствующего разрыва электрических связей между обмотками.

При аналитическом анализе работы автотрансформатора с РПН примем следующие допущения, существенно упрощающие процесс исследования:

пренебрегаем активными составляющими сопротивлений обмоток по сравнению с индуктивными составляющими;

пренебрегаем изменением геометрии составных обмоток автотрансформатора при регулировании, т. е. полагаем, что полученные сопротивления КЗ отдельных частей обмоток не зависят от режима работы устройства;

действие РПН направлено на поддержание неизменным напряжения СН ($U_{\text{СН}} = \text{const}$, $U_{\text{ВН}} = \text{var}$), что в большинстве случаев соответствует практике работы регулирующих устройств, так как колебания напряжения происходят, в основном, на стороне ВН;

в качестве базового режима рассматриваем комбинированный режим передачи мощности от системы ВН к системам СН и НН.

Принятые допущения не ограничивают воз-

можности нового принципа стабилизации напряжения, сущность которого можно понять на основе рассмотрения схемы замещения (рис. 2). В частности, в автотрансформаторах без РПН в режиме $U_{\text{вн}} = \text{const}$, $U_{\text{сн}} = \text{var}$, возможность создания режима $U_{\text{нн}} = \text{const}$ при изменении нагрузки Z'_2 обеспечивается условием $x'_{123} = 0$, что выполняется при определенном γ_2 . Поскольку сопротивления x'_{123} , x'_{231} , x'_{312} являются также функциями ν (зависят от числа витков, участвующих в регулировании), то при действии РПН выбором соответствующего значения γ_2 обеспечивается нахождение $U_{\text{нн}}$ в гостированном диапазоне изменения напряжений при $U_{\text{сн}} = \text{const}$ и $U_{\text{вн}} = \text{var}$.

В соответствии со схемой замещения исходная система уравнений имеет вид:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{U}'_1 - Jx'_{123} \dot{I}'_1 = \dot{U}'_3 - Jx'_{231} \dot{I}'_2 = \dot{U}'_3 - Jx'_{312} \dot{I}'_3; \\ \dot{I}'_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = 0; \\ \dot{I}'_2 = -Z'_2; \quad \dot{I}'_3 = -Z'_3. \end{array} \right\} \quad (6)$$

В результате решения уравнений (6) получены аналитические соотношения, определяющие изменения напряжений U_3 и U_1 в процессе действия РПН для поддержания $U_2 = \text{const}$.

Для режима холостого хода эти соотношения имеют вид:

$$\frac{|\dot{U}_3(\nu, \gamma_2)|_{xx}}{|\dot{U}_3(0, \gamma_2)|_{xx}} = \frac{\eta_2(0)}{\eta_2(\nu)} \sqrt{N}; \quad (7)$$

$$N = \frac{1 + \frac{2x'_{231}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{2m}(\nu)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{231}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{2m}(\nu)} \right]^2}{1 + \frac{2x'_{231}(0, \gamma_2)}{Z'_{2m}(0)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{231}(0, \gamma_2)}{Z'_{2m}(0)} \right]^2}; \quad (8)$$

$$\frac{|\dot{U}_1(\nu, \gamma_2)|}{|\dot{U}_1(0, \gamma_2)|} = \frac{\eta_2(0) \eta_1(\nu)}{\eta_2(\nu) \eta_1(0)} \sqrt{M}; \quad (9)$$

$$M = \frac{1 + \frac{2x'_{12}(\nu)}{Z'_{2m}(\nu)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{12}(\nu)}{Z'_{2m}(\nu)} \right]^2}{1 + \frac{2x'_{12}(0)}{Z'_{2m}(0)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{12}(0)}{Z'_{2m}(0)} \right]^2}, \quad (10)$$

где $\eta_1(\nu) = \eta_{\text{вн}}(\nu)$; $\eta_2(\nu) = \eta_{\text{сн}}(\nu)$.

Поскольку коэффициенты трансформации $\eta_1(\nu)$, $\eta_2(\nu)$ зависят от числа витков регулировочной обмотки n_{w_p} , включенных в работу, а сопротивления являются функциями ν , γ_2 , то с помощью выражений (7), (8) может быть определено число витков секций обмотки НН, при котором на всем диапазоне регулирования изменение U_{3xx} не выходит за пределы ограничений

допускаемых ГОСТ. Возможность выбора допустимого диапазона изменения напряжения U_3 ограничена отношением сопротивления x'_{231} к сопротивлению нагрузки Z'_2 и характером передаваемой мощности ($\sin \varphi_2$). В то же время следует учитывать, что речь идет об изменении отклонения напряжения U_3 не более чем на $5 \pm 10\%$ $U_{3\text{ном}}$.

При нагруженной третичной обмотке ($Z_3 = Z_{3m} e^{j\varphi_3}$) и действии РПН, обеспечивающем $U_2 = \text{const}$ при $U_1 = \text{var}$ решение уравнений (6) приводят к следующим соотношениям:

$$\frac{|\dot{U}_3(\nu, \gamma_2)|}{|\dot{U}_3(0, \gamma_2)|} = \frac{\eta_2(0)}{\eta_2(\nu)} \sqrt{AB}; \quad (11)$$

$$\frac{|\dot{U}_1(\nu, \gamma_2)|}{|\dot{U}_1(0, \gamma_2)|} = \frac{\eta_2(0) \eta_1(\nu)}{\eta_2(\nu) \eta_1(0)} \sqrt{CD}, \quad (12)$$

где

$$A = \frac{1 + \frac{2x'_{231}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{2m}(\nu)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{231}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{2m}(\nu)} \right]^2}{1 + \frac{2x'_{312}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}(\nu)} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{312}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}(\nu)} \right]^2}; \quad (13)$$

$$B = \frac{1 + \frac{2x'_{312}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{312}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \right]^2}{1 + \frac{2x'_{231}(0, \gamma_2)}{Z'_{2m}(0)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{231}(0, \gamma_2)}{Z'_{2m}(0)} \right]^2}; \quad (14)$$

$$C = \frac{\left\{ 1 + \frac{2x'_{12}(\nu)}{Z'_{2m}(\nu)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{12}(\nu)}{Z'_{2m}(\nu)} \right]^2 \right\} \times}{1 + \frac{2x'_{312}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{312}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \right]^2} \rightarrow \frac{\left\{ 1 + \frac{2x'_{13}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}(\nu)} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{13}(\nu, \gamma_2)}{Z'_{3m}(\nu)} \right]^2 \right\}}{1 + \frac{2x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}(0)} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}(0)} \right]^2}; \quad (15)$$

$$D = \frac{1 + \frac{2x'_{312}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{312}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \right]^2}{\left\{ 1 + \frac{2x'_{12}(0)}{Z'_{2m}(0)} \sin \varphi_2 + \left[\frac{x'_{12}(0)}{Z'_{2m}(0)} \right]^2 \right\} \times \rightarrow \frac{\left\{ 1 + \frac{2x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}} \right]^2 \right\}}{1 + \frac{2x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}(0)} \sin \varphi_3 + \left[\frac{x'_{13}(0, \gamma_2)}{Z'_{3m}(0)} \right]^2}}. \quad (16)$$

По выражениям (11), (13), (14) можно, зная модули и аргументы нагрузки в системах СН и НН, выбрать необходимое значение γ_2 , при котором обеспечивается сохранение модуля напряжения $U_{\text{НН}} = U_3$ в пределах ограничений, предусмотренных ГОСТ, при изменении числа витков регулировочной обмотки ($w_p = \text{var}$). Выражения (12), (15), (16) используются при известном γ_2 для определения требуемого числа витков регулировочной обмотки w_p , обеспечивающих условие постоянства модуля напряжения СН ($|U_{\text{СН}}| = |U_2| = \text{const}$) при изменении модуля напряжения $U_{\text{ВН}} = U_1$.

Соотношения (11)–(16) были использованы для составления численной программы расчета параметров и характеристик модельного автотрансформатора мощностью около 250 В·А с РПН и стабилизацией напряжения НН при регулировании. Схема автотрансформатора соответствует рис. 1, а обмотки сформированы в виде: $w_{\text{ВН}} = w_2 + w_1 = 1365$; $w_1 = w_{\text{по}} = 455$; $w_2 = w_{\text{СН}} = 910$; $w_p = \pm 155$; $w_{\text{НН}} = w_3 + w_4 = 910$.

Выбору параметра γ_2 предшествовал расчет, который показал, что оптимальная стабильность напряжения U_{3xx} при максимальном диапазоне регулирования $w_p = \pm 155$ ($\nu = \pm 1$) реализуется при $\gamma_2 = 0,5$ ($w_3 = w_{\text{НН}1} = 455$; $w_4 = w_{\text{НН}2} = 455$).

Далее приведены экспериментальные определенные сопротивления КЗ отдельных пар обмоток модельного автотрансформатора; сопротивления соответствуют базовому режиму регулирования ($\nu = 0$) и приведены к базовому числу витков $w_0 = 455$:

Обмотки	НН ₁ – СН	НН ₁ – ПО	НН ₁ – НН ₂	ПО– СН	ПО– НН ₂	НН ₂ – СН
x_k , Ом	0,6	5,0	6,5	4,65	1,5	6,3

Экспериментальное исследование модели подтвердило возможность ограничения отклонений напряжения НН при регулировании $U_{\text{СН}} = \text{const}$. В частности в режиме холостого хода обмотки НН при $r_{\text{ен}} = 5,76$ Ом, $x_{\text{СН}} = 10,3$ Ом; $U_{\text{СН}} = 30$ В, $I_{\text{СН}} = 2,6$ А значение отклонения напряжения от номинального ($\nu = 0$) уменьшилось при $\Delta U_{\text{ВН}} = 5,1\%$, $\nu = -1$ примерно на 6%, при $\Delta U_{\text{ВН}} = -4,7\%$, $\nu = 1$ — на 4,5%. В режиме емкостной нагрузки НН при $r_{\text{ен}} = 5,76$ Ом; $x_{\text{СН}} = 10,3$ Ом, $x_{\text{НН}} = 12$ Ом, $\sin \varphi_3 = -1$; $U_{\text{СН}} = 20,2$ В, $I_{\text{СН}} = 1,8$ А отклонение напряжения НН $\Delta U_{\text{ВН}} = 4\%$, $\nu = -1$ уменьшилось примерно на 8%, а при $\Delta U_{\text{ВН}} = -2,5\%$, $\nu = 1$ — на 4,4%.

На рис. 3 приведено расположение обмоток в окне магнитопровода автотрансформатора со стабилизацией напряжения НН, выполненного на

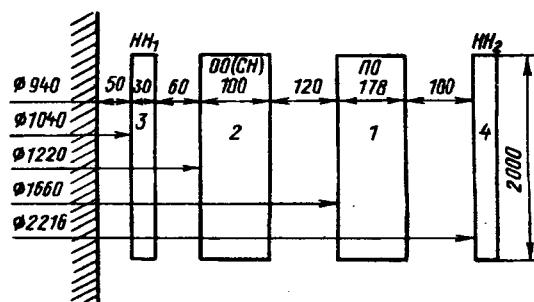


Рис. 3. Ориентированное расположение обмоток в окне магнитопровода автотрансформатора 240000 кВ·А

базе устройства типа АТДЦТН-240000/220/110/38,5.

Расчетные данные автотрансформатора: напряжение обмоток ВН — 230 кВ; СН — 121 кВ, НН — 38,5 кВ; мощность обмоток (кВ·А): ВН — 240000, СН — 240000, НН — 90000.

Возможное распределение нагрузки по обмоткам, кВ·А:

ВН	240000	90000	—	240000
СН	240000	—	90000	150000
НН	—	90000	90000	90000

Число витков обмоток: $w_{\text{ВН}} = 688$, $w_{\text{СН}} = 362$, $w_{\text{по}} = 326$, $w_{\text{НН}} = 200$, $w_p = 42$. Регулировочная обмотка включена в нейтраль обмоток ВН и СН.

На рис. 4 приведены расчетные кривые изменения приведенных значений сопротивлений схемы замещения автотрансформатора (рис. 2) в функции параметра γ_2 , т. е. степени секционирования обмотки НН при отсутствии регулирования ($\nu = 0$). За базовое число витков принято $w_0 = 688$.

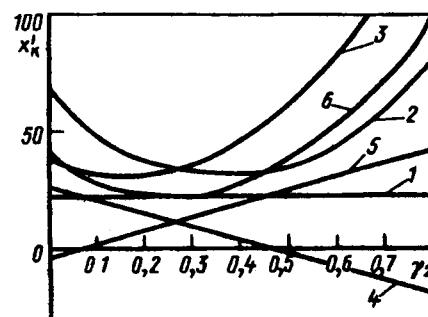


Рис. 4. Кривые изменения приведенных значений сопротивлений КЗ автотрансформатора в функции параметра γ_2 : 1 — $x'_{k\text{BN-SN}}$; 2 — $x'_{k\text{BN-NN}}$; 3 — $x'_{k\text{SN-NN}}$; 4 — x'_{k123} ; 5 — x'_{k231} ; 6 — x'_{k312}

Как видно из рис. 4, приведенные к числу витков обмотки ВН значения индуктивных сопротивлений при $\gamma_2 = 0$ равны: $x'_{k\text{BN-SN}} = 22,39$ Ом; $x'_{k\text{BN-NN}} = 67,45$ Ом; $x'_{k\text{SN-NN}} = 38,1$ Ом ($U_{k\text{BN-SN}} = 10,16\%$; $U_{k\text{BN-NN}} = 30,6\%$; $U_{k\text{SN-NN}} = 17,3\%$).

Расчеты различных режимов работы автотрансформатора

сформатора показывают, что при емкостной нагрузке обмотки НН наибольшее ограничение отклонений напряжения $U_{\text{нн}}$ при действии РПН достигается при $\gamma_2 = 1$, т. е. когда вся третичная обмотка расположена снаружи обмотки ВН. В то же время такое расположение обмотки НН приводит к чрезвычайному увеличению $x'_{\text{к.вн-нн}}$ и $x'_{\text{к.сн-нн}}$.

Оптимальным вариантом секционирования обмотки НН представляется вариант при $x'_{\text{k123}} = 0$. Для рассматриваемой конструкции это выполняется при $\gamma_2 = 0,45$ ($w_{\text{нн1}} = 110$; $w_{\text{нн2}} = 90$). При таком варианте секционирования в ряде режимов работы автотрансформатора можно достичь гостированных ограничений отклонения напряжения НН при действии РПН при допустимых значениях сопротивлений КЗ обмоток: $x'_{\text{к.вн-сн}} = 22,39$ Ом; $x'_{\text{к.вн-нн}} = 32,24$ Ом; $x'_{\text{к.сн-нн}} = 53,1$ Ом ($U_{\text{к.вн-сн}} = 10,16\%$, $U_{\text{к.вн-нн}} = 24,1\%$; $U_{\text{к.сн-нн}} = 14,6\%$).

Кроме того, в автотрансформаторе с указанным секционированием витков третичной обмотки возможна самостабилизация напряжения $U_{\text{нн}}$ при изменении нагрузки в системе СН и отсутствии регулирования. Как видно из схемы замещения (рис. 2) условием стабилизации напряжения на обмотке НН автотрансформатора является независимость потенциала точки «с» схемы от режима работы устройства, что обеспечивается при $U_{\text{вн}} = \text{const}$ и $x'_{\text{k123}} = 0$. В этом случае любое изменение тока I_2 не должно менять потенциал точки «с». Учитывая дискретный характер регулирования большинства трансформаторных устройств, возможность самостабилизации напряжения третичной обмотки является существенным положительным фактором, который может быть использован, в частности, при работе в зоне нечувствительности регулятора.

На рис. 5 приведены расчетные кривые отклонения напряжения НН автотрансформатора 240 МВ·А в функции $\Delta U_{\text{вн}}$ при передаче мощности из системы ВН в систему СН (240 МВ·А, $\cos \varphi = 0,93$) и систему НН (90 МВ·А, $\varphi_{\text{нн}} = -90^\circ$). Действие РПН обеспечивает сохранение $U_{\text{сн}} = \text{const}$ при изменении $U_{\text{вн}}$. Кривая 1 рис. 5 соответствует традиционной конструкции автотрансформатора с $\gamma_2 = 0$, а кривая 2 — секционированию обмотки НН с $\gamma_2 = 0,45$. Как видно из характера изменения кривых, отсутствие секционирования ограничивает возможность регулирования в данном режиме передачи мощности значением $+2\%U_{\text{вн,ном}}$, $-1,6\%U_{\text{вн,ном}}$, причем диапазон изменения $U_{\text{нн}}$, принятый ГОСТ и равный $\pm 10\%U_{\text{нн,ном}}$, обеспечивается только при $\Delta U_{\text{вн}} = \pm 1,5\%U_{\text{нн,ном}}$. Секционирование обмотки НН с $\gamma_2 = 0,45$ позволяет расширить диапазон регулирования до $+4\%U_{\text{нн,ном}}$ и $-3,5\%U_{\text{нн,ном}}$, не

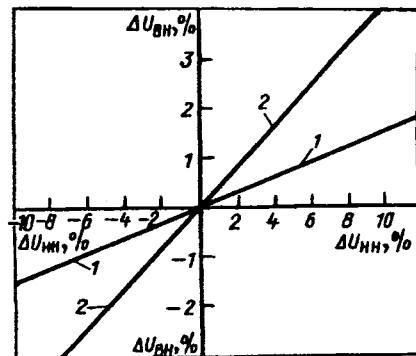


Рис. 5. Расчетные кривые отклонения напряжения НН автотрансформатора 240 МВ·А в функции изменения напряжения $\Delta U_{\text{вн}}$: 1 — $\gamma_2 = 0$; 2 — $\gamma_2 = 0,45$

выходя за пределы ограничений изменения напряжения $U_{\text{нн}}$, принятые ГОСТ.

Следует отметить, что наибольший эффект от секционирования третичной обмотки достигается при подключении к ней батарей конденсаторов или синхронного компенсатора. Эти устройства поперечной компенсации работают обычно с напряжением, не превышающим 35 кВ, и требуют высокого уровня его стабилизации.

Выводы. 1. Секционированием третичной обмотки можно компенсировать изменение ее напряжения при действии устройства РПН, включенного в нейтраль обмоток автотрансформатора.

2. При работе третичной обмотки автотрансформатора на преимущественно емкостную нагрузку секционирование ее витков позволяет не только ограничить отклонение напряжения НН от номинального значения при регулировании, но и существенно расширить диапазон регулирования при изменении высшего напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В.А., Идельчик В.И., Лисеев М.С. Регулирование напряжения в электроэнергетических системах. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Крайз А.Г. Высоковольтные автотрансформаторы. — Электричество, 1957, № 6.
3. Создание силовых трансформаторов 750 кВ / И.Д. Воеводин, Г.И. Корнеевский, В.Ю. Френкель и др. — В кн.: Дальние электропередачи 750 кВ. Ч. 2. — М.: Энергия, 1975.
4. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. — Л.: Энергия, 1970.
5. Лейтес Л.В. Эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора; опыты холостого хода и короткого замыкания. — Труды ВЭИ. Вопросы трансформаторостроения. — М.: Энергия, 1969.

[27.06.94]

Автор: Якимец Игорь Владимирович окончил факультет электрификации Московского института механизации и электрификации сельского хозяйства в 1961 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по специальности «Электрические машины» в Московском энергетическом институте. Главный научный сотрудник института «Энергосетьпроект».

Регулирование электрических полей в бумажно-масляной изоляции с конденсаторными обкладками. Часть 2

КОЛЕЧИЦКИЙ Е.С., ПЛИС А.И., ШУЛЬГИН В.Н.

Показано, что возможно создание изоляционного остова ввода, у которого условие равнонаружженности выполняется одновременно для радиальных и аксиальных составляющих напряженности. На основе использования метода Монте-Карло выявлены основные конструктивные параметры ввода, определяющие его электрическую прочность.

Ключевые слова: бумажно-масляная изоляция, изоляционный остов, электрическая прочность, расчеты, метод Монте-Карло

Постановка задачи. Первая часть настоящей статьи [1] была посвящена описанию различных способов расстановки дополнительных обкладок. Во второй части рассматривается расстановка основных обкладок остова ввода. В технической литературе подробно описываются два наиболее распространенных способа расстановки обкладок: с постоянной аксиальной напряженностью электрического поля и с наименьшей неравномерностью радиальной составляющей поля. В обоих случаях не удается одновременно обеспечить постоянные значения $E_i/E_{\text{доп}}$ по осевой и радиальным составляющим. Это объясняется тем, что в целях упрощения технологии намотки принимают постоянными либо значения уступов (приращения длин обкладок), либо слоев изоляции между обкладками Δr . Если отказаться от этого требования, то оказывается возможным построение остова, в котором выполняется условие

$$E_{\text{расч}} = E_{i\text{доп}}$$

как в отношении радиальных, так и по отношению к аксиальным составляющим напряженности. При этом допустимые значения напряженности определяются при соответствующем значении расчетного напряжения U_p (испытательного или наибольшего рабочего) по допустимой интенсивности частичных разрядов.

Расчет изоляции конденсаторного типа по условию равной электрической прочности основных слоев. Рассмотрим остов ввода с бумажно-масляной изоляцией (БМИ), содержащий только основные обкладки (рис. 1). Пусть к остову приложено напряжение U_p и пусть известны радиус и длина «нулевой» обкладки — R_0 и l_0 . Напряжение U_p называют расчетным, и оно в зависимости от номинального напряжения ввода принимается равным либо рабочему, либо однominутному испытательному напряжению. Тр

The paper shows that it is possible to design an insulating frame of a bushing equally loaded by electrical strength both in radial and axial directions. Main design parameters of a bushing determining its electrical strength are obtained on the basis of the Monte Carlo method.

Ключевые слова: бумажно-масляная изоляция, изоляционный остов, электрическая прочность, расчеты, метод Монте-Карло

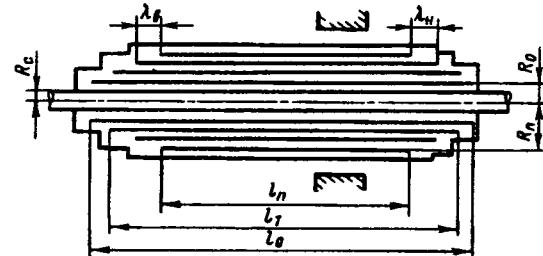


Рис. 1. Система конденсаторных обкладок в бумажном остове маслонаполненного ввода

буется определить количество слоев изоляции N , длину и радиусы остальных обкладок, отвечающих условиям

$$\left. \begin{aligned} E_{ri} &= E_{ri\text{д}}; \\ E_{avi} &= \text{const} < E_{avd}; \\ E_{ani} &= \text{const} < E_{and}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

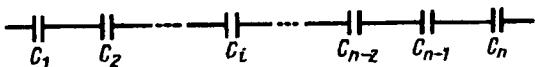
где E_{ri} и $E_{ri\text{д}}$ — соответственно радиальная и радиальная допустимая напряженность i -го слоя изоляции E_{avi} и E_{ani} — соответственно аксиальные напряженности верхнего и нижнего концов i -го слоя изоляции; E_{avd} и E_{and} — соответственно аксиальные допустимые напряженности верхнего и нижнего концов слоя изоляции.

Полная емкость C_n и напряжение на i -м слое изоляции с учетом схемы замещения (рис. 2) равны

$$\left. \begin{aligned} C_n &= \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_i} + \dots + \frac{1}{C_n}} \\ U_i &= \frac{U_p C_n}{C_i}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $C_i = \frac{2\pi\epsilon_0 l_i + 1}{\ln(R_i + r_i/R_i)}$ — емкость слоя изоляции.

Как известно, напряженность в коаксиальной системе вычисляется по формуле



и

$$\lambda_{bi} = \lambda_{hi} \frac{E_{abi}}{E_{ahi}}. \quad (9)$$

Рис. 2. Схема замещения обкладок остова

$$E_{hi} = \frac{U_i}{R_i \ln(R_{i+1}/R_i)}. \quad (3)$$

Подставляя в (3) значения U_i и C_i из (2), получаем

$$E_{hi} = \frac{U_p C_n}{\frac{2\pi \epsilon_0 l_{i+1}}{\ln(R_{i+1}/R_i)} R_i \ln(R_{i+1}/R_i)} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 l_{i+1} R_i}, \quad (4)$$

так как $E_{hi}=E_{rid}$, и тогда по условию допустимой интенсивности частичных разрядов имеем

$$A(R_{i+1} - R_i)^{-0,58} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 l_{i+1} R_i},$$

или

$$l_{i+1} R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 A}, \quad (5)$$

где A — константа, зависящая от выбора U_p (рабочее или испытательное).

Так как $l_{i+1} - \lambda_{bi} - \lambda_{hi}$, где λ_{bi} и λ_{hi} — длина уступов соответственно в верхней и нижней части остова, то окончательно получим

$$(l_i - \lambda_{bi} - \lambda_{hi}) R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 A}. \quad (6)$$

Очевидно, правая часть выражения (6) равна некоторой константе:

$$\frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 A} = K_1 = \text{const.}$$

Проведя аналогичные преобразования для аксиальных напряженностей верхней и нижней части остова с учетом $E_{abi}=U_i/\lambda_{bi}$ и $E_{ahi}=U_i/\lambda_{hi}$, получаем:

$$\frac{(l_i - \lambda_{bi} - \lambda_{hi}) \lambda_{hi}}{\ln(R_{i+1}/R_i)} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 E_{ahi}} = K_2 = \text{const}; \quad (7)$$

$$\frac{(l_i - \lambda_{bi} - \lambda_{hi}) \lambda_{bi}}{\ln(R_{i+1}/R_i)} = \frac{U_p C_n}{2\pi \epsilon_0 E_{abi}} = K_3 = \text{const}. \quad (8)$$

Разделив правые и левые части (7) и (8) на соответствующие части выражения (6), получим

$$\frac{\lambda_{hi}}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}} = \frac{A}{E_{ahi}};$$

$$\frac{\lambda_{bi}}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}} = \frac{A}{E_{abi}},$$

откуда

$$\lambda_{hi} = \frac{A}{E_{ahi}} R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}$$

Сложим (7) и (8)

$$\frac{(l_i - \lambda_{bi} - \lambda_{hi})(\lambda_{hi} + \lambda_{bi})}{\ln(R_{i+1}/R_i)} = K_2 + K_3. \quad (10)$$

Из (6) имеем

$$l_i - \lambda_{bi} - \lambda_{hi} = \frac{K_1}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}} \quad (11)$$

и

$$\lambda_{bi} + \lambda_{hi} = l_i - \frac{K_1}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}}. \quad (12)$$

Подставив (11) и (12) в (10), окончательно получим

$$\frac{K_1}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}} \left(l_i - \frac{K_1}{R_i (R_{i+1} - R_i)^{-0,58}} \right) = (K_2 + K_3) \ln(R_{i+1}/R_i). \quad (13)$$

Уравнение (13) позволяет рекуррентно найти каждый последующий радиус основной обкладки остова R_{i+1} при известном R_i .

Таким образом, радиусы и длины основных обкладок остова по условию равнотягнутости при известных радиусе и длине «нулевой» обкладки R_0 и l_0 могут быть вычислены по следующему алгоритму:

1) задаемся толщиной первого слоя изоляции $\Delta_1 = \Delta_{min}$, тогда $R_1 = R_0 + \Delta_1$;

2) по (9) определяем длину уступов «нулевой» обкладки λ_{h0} и λ_{b0} ;

3) определяем длину первой обкладки: $l_1 = l_0 - \lambda_{h0} - \lambda_{b0}$;

4) по известным l_0 , R_0 , λ_{h0} , λ_{b0} , l_1 по (6–8) определяем постоянные K_1 , K_2 , K_3 .

5) решая численно уравнение (13), определяем R_{i+1} ;

6) по (9) определяем длину уступов i -й обкладки: λ_{hi} и λ_{bi} ;

7) определяем длину $(i+1)$ -й обкладки: $l_{i+1} = l_i - \lambda_{hi} - \lambda_{bi}$.

На каждом шаге расчета определяем толщину слоя изоляции $\Delta_i = R_{i+1} - R_i$, падение напряжения на каждом слое $U_i = \lambda_{bi} E_{abd}$ и полное напряжение на остове $U_n = U_1 + U_2 + \dots + U_{n-1}$. Расчет продолжается, пока $U_n < U_p$; тем самым определяется необходимое число слоев изоляции. Если в процессе расчета окажется, что толщина последнего слоя изоляции Δ_n меньше минимально допустимой толщины слоя Δ_{min} , то расчет следует повторить с п. 1, увеличив Δ_1 на величину шага итерации ($\Delta_1 = \Delta_1 + \text{step}$).

Контрольные расчеты показали, что данный

алгоритм обеспечивает выполнение соотношений

$$E_{ri}/E_{rid} = E_{abi}/E_{abd} = E_{ain}/E_{and} = \text{const.}$$

Кроме того, количество обкладок при тех же габаритах остова снижается на 15–20% по сравнению с традиционными методиками. Например, количество обкладок остова ввода 110 кВ с БМИ уменьшилось с 21 до 18.

Расчет изоляции конденсаторного типа по условию равной электрической прочности основных и дополнительных слоев. Рассмотрим остов ввода, содержащий как основные, так и дополнительные слои изоляции. В первой части статьи был приведен алгоритм выбора расположения манжет между основными обкладками по условию равной электрической прочности. Для совмещения этого алгоритма с алгоритмом, описанным выше, необходимо уметь вычислять допустимое напряжение на основном слое изоляции в зависимости от вида приложенного испытательного напряжения, радиуса внутренней основной обкладки R_i , толщиной слоя изоляции Δ_i , количества манжет (или дополнительных слоев) N и отношения длины манжеты к величине уступа l/λ . При этом предполагается, что $l = \text{const}$, т. е. необходимо уметь вычислять

$$U_{di} = Af(R_i, \Delta_i, n, l/\lambda),$$

что позволяет при расчете допустимого напряжения на основной слой изоляции учесть наличие манжет. При этом выражение (3) для основного слоя принимает вид

$$E_{ri} = U_{di}/\Delta_i. \quad (14)$$

Для решения этого вопроса был использован разработанный в первой части статьи алгоритм расстановки манжет в основном слое по условию равной электрической прочности. Методом планирования расчетов были получены аналитические зависимости, позволяющие определить U_d основного слоя, содержащего одну–четыре дополнительные обкладки. Были приняты следующие области изменения влияющих факторов: радиус внутренней основной обкладки $R_i = 20 \div 400$ мм; толщина основного слоя изоляции $\Delta = 2 \div 8$ мм; отношение длины манжеты к длине уступа $l/\lambda = 2,5 \div 120$. Такие диапазоны изменения факторов и количество манжет соответствуют реальным конструкциям остовов вводов 110–750 кВ.

В результате были получены следующие зависимости:

для одной промежуточной обкладки

$$U_{d1} = A(1,277 - 1,258 \cdot 10^{-2} \Delta^2 +$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$+ 0,376 \Delta + 2,442 \cdot 10^{-4} R); \quad (15)$$

для двух промежуточных обкладок

$$U_{d2} = A(1,31 - 1,432 \cdot 10^{-2} \Delta^2 + \\ + 0,463 \Delta + 4,042 \cdot 10^{-4} l/\lambda + 2,057 \cdot 10^{-2} R); \quad (16)$$

для трех промежуточных обкладок

$$U_{d3} = A(1,941 - 1,468 \cdot 10^{-2} \Delta^2 - 1,717 \cdot 10^{-5} (l/\lambda)^2 + \\ + 1,075 \cdot 10^{-6} R^2 + 0,527 \Delta + 2,854 \cdot 10^{-3} l/\lambda - \\ - 2,721 \cdot 10^{-4} R); \quad (17)$$

для четырех промежуточных обкладок

$$U_{d4} = A(2,249 - 1,415 \cdot 10^{-2} \Delta^2 - 2,932 \cdot 10^{-5} (l/\lambda)^2 + \\ + 2,184 \cdot 10^{-6} R^2 + 0,575 \Delta + 4,751 \cdot 10^{-3} l/\lambda - \\ - 7,567 \cdot 10^{-4} R). \quad (18)$$

Дальнейшая обработка результатов расчетов позволила вывести обобщенную формулу для рассмотренного диапазона значений. Допустимое напряжение на слой между основными обкладками может быть вычислено по формуле

$$U_d = A(1,315 + 0,335 n) \Delta^{0,377}. \quad (19)$$

Таким образом задача регулирования электрического поля с помощью манжет по своей математической сущности была сведена к задаче синтеза электрической цепи при наличии дополнительных условий, описывающих характеристики изоляции.

Используя зависимости (15)–(18) или (19) в алгоритме расстановки основных обкладок с учетом (14), определяем радиусы и толщины основных слоев с учетом манжет. Зная радиусы и толщину основных слоев изоляции, а также количество манжет в слое, по алгоритму расчета дополнительных слоев определяем радиусы манжет. Если при этом толщина последнего дополнительного слоя изоляции меньше допустимой, то производим корректировку толщины первого основного слоя и повторяем расчет.

Пример расчета верхней части остова ввода 110 кВ приведен в табл. 1, где цифры в левой колонке первого и второго столбца относятся к основным обкладкам, а цифры в правой колонке — к манжетам. Расчеты проводились при $U_p = 265$ кВ, что для данного класса вводов соответствует одноминутному испытательному напряжению промышленной частоты 50 Гц.

Как следует из табл. 1, подобный подход позволяет получить равнонагруженные слои изоляции по всему остову ввода и привести в соответствие электрическую нагрузку каждого элементарного слоя с приложенным к нему напряжением.

Таблица 1

Расчет верхней части остова ввода 110 кВ по условию равной электрической прочности

Номер обкладки	L_n , мм	Δ , мм	R_n , мм	λ , мм	U , кВ	E_r , кВ/мм	E_{rD} , кВ/мм
0	4800,0	—	45,0	—	—	—	—
1	278,7	1,30	46,3	27,9	3,95	3,09	3,09
2	278,7	1,14	47,4	27,9	3,75	3,33	3,33
1	4665,5	1,00	48,4	27,9	3,56	3,59	3,59
1	289,0	1,41	49,8	28,9	4,10	2,95	2,95
2	289,0	1,24	51,1	28,9	3,88	3,18	3,18
2	4526,0	1,09	52,1	28,9	3,68	3,43	3,43
1	298,1	1,52	53,7	29,8	4,22	2,83	2,83
2	298,1	1,33	55,0	29,8	4,00	3,05	3,05
3	4381,1	1,17	56,2	29,8	3,80	3,29	3,29
1	307,4	1,63	57,8	30,7	4,35	2,71	2,71
2	307,4	1,43	59,2	30,7	4,13	2,93	2,93
4	4233,1	1,25	60,5	30,7	3,91	3,16	3,16
1	316,6	1,74	62,2	31,7	4,48	2,61	2,61
2	316,6	1,52	63,7	31,7	4,24	2,82	2,82
5	4080,9	1,34	65,1	31,7	4,03	3,04	3,04
1	325,5	1,85	66,9	32,6	4,60	2,52	2,52
2	325,5	1,62	68,5	32,6	4,36	2,72	2,72
6	3923,8	1,42	70,0	32,6	4,13	2,93	2,93
1	333,9	1,96	71,9	33,4	4,72	2,44	2,44
2	333,9	1,71	73,6	33,4	4,47	2,63	2,63
7	3762,6	1,50	75,1	33,4	4,24	2,84	2,84
1	341,5	2,06	77,2	34,2	4,82	2,37	2,37
2	341,5	1,80	79,0	34,2	4,57	2,56	2,56
8	3597,8	1,57	80,6	34,2	4,33	2,77	2,77
1	348,2	2,14	82,7	34,8	4,91	2,31	2,31
2	348,2	1,87	84,6	34,8	4,65	2,50	2,50
9	3429,7	1,64	86,2	34,8	4,40	2,70	2,70
1	353,5	2,21	88,4	35,4	4,99	2,27	2,27
2	353,5	1,93	90,4	35,4	4,72	2,46	2,46
10	3259,1	1,69	92,0	35,4	4,46	2,66	2,66
1	357,4	2,26	94,3	35,7	5,04	2,24	2,24
2	357,4	1,97	96,3	35,7	4,76	2,43	2,43
11	3086,6	1,72	98,0	35,7	4,50	2,63	2,63
1	359,5	2,29	100,3	36,0	5,07	2,24	2,24
2	359,5	1,99	102,3	36,0	4,78	2,42	2,42
12	2913,0	1,73	104,0	36,0	4,52	2,62	2,62
1	359,8	2,29	106,3	36,0	5,07	2,23	2,23
2	359,8	1,98	108,3	36,0	4,78	2,42	2,42
13	2739,4	1,72	110,0	36,0	4,51	2,63	2,63
1	358,0	2,26	112,2	35,8	5,04	2,25	2,25
2	358,0	1,95	114,2	35,8	4,75	2,45	2,45
14	2566,6	1,69	115,9	35,8	4,48	2,67	2,67
1	354,1	2,19	118,1	35,4	4,99	2,28	2,28
2	354,1	1,89	120,0	35,4	4,69	2,50	2,50
15	2395,7	1,63	121,6	35,4	4,42	2,71	2,71
1	348,1	2,11	123,7	34,8	4,90	2,35	2,35
2	348,1	1,81	125,5	34,8	4,60	2,55	2,55
16	2227,6	1,56	127,1	34,8	4,33	2,80	2,80
1	340,1	1,99	129,0	34,0	4,79	2,41	2,41
2	340,1	1,71	130,8	34,0	4,49	2,64	2,64
17	2063,5	1,47	132,2	34,0	4,22	2,88	2,88
1	330,2	1,86	134,1	33,0	4,65	2,51	2,51
2	330,2	1,59	135,7	33,0	4,35	2,75	2,75
18	1904,1	1,36	137,0	33,0	4,09	3,01	3,01
1	318,8	1,71	138,7	31,9	4,48	2,64	2,64
2	318,8	1,46	140,2	31,9	4,20	2,90	2,90
19	1750,3	1,25	141,4	31,9	3,94	3,17	3,17
1	306,2	1,55	143,0	30,6	4,31	2,79	2,79
2	306,2	1,32	144,3	30,6	4,03	3,07	3,07
20	1602,5	1,13	145,4	30,6	3,77	3,36	3,36

Примечание. Значение $E_r/E_{rD} = 1,0$.

Таблица 2

Результаты статистических испытаний ввода 110 кВ

№ п/п	Вариант расстановки	ε'_6	σ_Δ , мм	σ_λ , мм	σ_ε	$U_{\text{дср}}$, кВ	$U_{\text{дmin}}$, кВ	$U_{\text{дmax}}$, кВ	$C_{\text{ср}}$, отн. ед.	C_{min} , отн. ед.	C_{max} , отн. ед.
1	1	3,8	0,1	0	0,00	219,3	130,2	266,8	—	—	—
2	2	3,8	0,1	0	0,00	211,6	117,2	265,3	—	—	—
3	1	3,8	0,01	0	0,00	261,6	248,1	272,5	—	—	—
4	2	3,8	0,01	0	0,00	243,0	229,2	256,0	—	—	—
5	1	3,8	0,00	1	0,00	262,4	258,3	265,3	—	—	—
6	2	3,8	0,00	1	0,00	243,0	237,7	247,9	—	—	—
7	1	3,2	0,00	0	0,10	258,8	237,7	275,7	8098	7920	8310
8	2	3,2	0,00	0	0,10	242,1	218,9	262,2	8118	7345	8335
9	1	3,0	0,00	0	0,15	254,1	224,8	277,3	—	—	—
10	2	3,0	0,00	0	0,15	239,9	208,2	268,3	—	—	—
11	1	3,0	0,10	1	0,00	219,2	145,9	266,2	7598	7162	8053
12	2	3,0	0,10	1	0,00	211,9	123,5	260,2	7616	7215	8115
13	1	3,0	0,10	1	0,15	216,1	119,6	266,8	—	—	—
14	2	3,0	0,10	1	0,15	209,4	118,5	255,7	7597	7115	8065

Статистическая модель расчета изоляции конденсаторного типа. В процессе изготовления остова высоковольтных вводов возможны технологические отклонения геометрических размеров (радиусов и длин основных обкладок и манжет) от расчетных значений. Кроме того, в случае неравномерности намотки бумаги в БМИ возможны отклонения диэлектрической проницаемости ε'_6 слоя изоляции от принятой в расчетах:

Наличие технологических отклонений приводит к изменению допустимого напряжения U_d , выдерживаемого остовом. Это обстоятельство должно учитываться при разработке новых конструкций вводов.

Очевидно, что учет влияния случайных отклонений геометрических размеров конденсаторных обкладок и манжет на электрическую прочность остова ввода и выбор обоснованных допусков на основные геометрические размеры должны основываться на статическом анализе. Однако получение большого числа статистических данных при разборке и обмере остова ввода затруднительно.

Для решения этой задачи в настоящей работе был использован метод статистического моделирования (Монте-Карло) на ЭВМ [2, 3].

Применительно к расчету остова ввода сущность этого метода заключается в следующем.

Имеется начальная расстановка обкладок, выполненная с помощью одной из методик расчета остова. С помощью датчика случайных чисел разыгрываются случайные отклонения с заданной σ : зазоров между обкладками (σ_Δ), длины уступов нижней и верхней части концов обкладок остова (σ_λ), а также величин диэлектрической проницаемости слоев изоляции (σ_ε). Вычисляются до-

пустимое напряжение остова и проходная емкость. При этом предполагается, что случайные величины подчинены нормальному закону распределения. По результатам большого числа испытаний (результатов) строится гистограмма для U_d , вычисляется среднее значение U_d и определяются ограничения на величину технологических отклонений, обеспечивающих требуемое U_d с заданной надежностью. Описанный алгоритм реализован в специальной программе STAT для ЭВМ.

Использование программы STAT позволило провести статистические исследования серийного остова ввода 110 кВ, содержащего 24 основные обкладки. Расчеты проводились как для начальной расстановки обкладок, выполненной в равноконтактной модели остова, так и при толщине слоев изоляции, кратной толщине бумажной ленты 0,125 мм.

Результаты статистических испытаний (расчетов) приведены в табл. 2. Каждый результат получен по 20000 статистическим розыгрышам положения манжет.

При расчете толщины слоя изоляции, кратной толщине (заданной) слоя бумаги, были рассмотрены два способа.

Пусть R_i и Δ_i — радиусы манжет и толщины слоев изоляции, определенные по одной из методик. Обозначим через R'_i и Δ'_i радиусы и толщины слоев, наиболее близкие к R_i и Δ_i , но кратные толщине бумаги T_6 . Тогда для каждого i -го слоя ($i \geq 2$) имеем:

в первом случае

$$R'_i = [(\Delta_{i-1} + \Delta_{i-2} - \Delta'_{i-2})/T_6 + 0,5] T_6$$

$$R'_i = R_{i-1} + \Delta'_{i-1}$$

и во втором случае

$$R'_i = R_i + [(R_{i-1} - R_1)/T_6 + 0,5] T_6,$$

где от выражения, стоящего в квадратных скобках, необходимо взять целую часть.

Сопоставление результатов расчетов показывает, что первый вариант мало пригоден, так как в этом случае ошибка, возникающая из-за «сдвиги» радиусов, накапливается на последнем наиболее нагруженном слое, в то время как во втором случае, она распределяется равномерно по слоям.

В табл. 2 в графе «вариант расстановки» 1 соответствует расстановке обкладок в равноемкостной модели остова, а 2 — расстановке при толщине слоя изоляции Δ кратной толщине бумажной ленты T_b .

как следует из приводимой таблицы, наибольшее влияние на величину допустимого напряжения оказывают случайные отклонения толщины слоя изоляции, поэтому к контролю этого параметра должны быть предъявлены жесткие требования. Интересно отметить, что проходная емкость остова слабо зависит (максимальное отклонение не превосходит 7% от средних величин) от случайных отклонений геометрических размеров, при этом коррекции между C и U_d не наблюдается. В то время как приведение в соответствие толщины слоев изоляции с заданной толщиной бумажной ленты снижает допустимое напряжение остова U_d с 265 до 245 кВ.

Выводы. 1. Разработан способ расстановки основных обмоток и манжет, обеспечивающий равную электрическую прочность слоев изоляции. Данный способ, наряду с известными, может быть использован при разработке остовов высоковольтных вводов.

2. Разработана статистическая модель испытаний, позволяющая выявить расчетным путем влияние технологических отклонений и разбросов на значение допустимого напряжения бумажно-масляного остова с конденсаторными обкладками, что позволяет проводить технико-экономическое обоснование допустимых разбросов и учитывать их на стадии проектирования.

* * *

В первой части настоящей статьи («Электричество», 1995 № 9) ошибочно приведены рис. 1 и 2, относящиеся ко второй части. Ниже

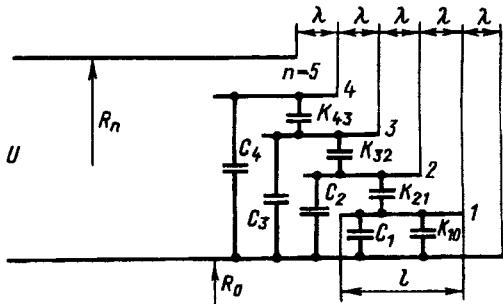


Рис. 1. Расположение дополнительных обкладок (манжет) между основными конденсаторными обкладками

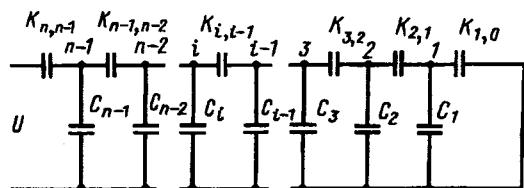


Рис. 2. Схема замещения системы манжет

приведены рис. 1 и 2 для первой части статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Колечицкий Е.С., Плис А.И., Шульгин В.Н. Регулирование электрических полей в бумажно-масляной изоляции с конденсаторными обкладками. — Электричество, 1995, № 9.
- Бусленко И.П., Шрейдер Ю.А. Метод статистических испытаний (Монте-Карло) и его реализации на цифровых вычислительных машинах. — М.: Физматгиз, 1961.
- Шиндовский Э., Швец О. Статистические методы управления качеством. — М.: Мир, 1978.

[30.03.95]

Авторы: Колечицкий Е.С. окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1957 г. Защищил докторскую диссертацию в 1984 г. в МЭИ по специальности «Техника высоких». Профессор кафедры инженерной экологии МЭИ.

Плис А.И. окончил радиофизический факультет Московского физико-технического института в 1966 г. Защищил кандидатскую диссертацию в 1972 г. в Физическом институте АН СССР по специальности «Радиофизика». Доцент кафедры спецкурсов высшей математики МЭИ.

Шульгин В.Н. окончил электромеханический факультет МЭИ в 1978 г. Защищил кандидатскую диссертацию в 1994 г. в МЭИ по специальности «Электрические аппараты». Научный сотрудник кафедры инженерной экологии МЭИ.

Видеомикроскопия триинга

ШУВАЛОВ М.Ю., РОМАШКИН А.В., МАВРИН М.А., ОВСИЕНКО В.Л.

Изложены методы и результаты исследования основных механизмов электрического разрушения изоляции кабелей высокого напряжения — водных и электрических триингов, основанные на видеомикроскопии с видеоусилением контраста и цифровой обработкой изображений. Описаны применяемое оборудование и его возможности, теоретические основы электронного аналогового усиления контраста. Проанализированы фрактальные свойства триингов, процессы окисления материала изоляции внутри водного триинга; показаны возможности изучения динамики роста триингов средствами компьютерной видеомикроскопии.

Ключевые слова: водные тринги, электрические тринги, видеомикроскопия, цифровая обработка изображений, видеоусиление контраста, исследование

Объединение световой микроскопии и телевидения в единый исследовательский комплекс в начале 50-х годов¹ [1] произвело в сфере научных исследований своего рода революцию, так как существенно улучшило разрешающую способность и расширило диапазон увеличений, поставив видеомикроскоп на промежуточное место между электронным и световым микроскопом, сохраняя при этом все преимущества последнего. В последующие 40 лет видеомикроскопия (ВМ) претерпела ряд усовершенствований, важнейшим из которых можно считать активное применение ЭВМ для цифровой обработки изображений (ЦОИ) микрообъектов, считанных телекамерой. Это позволяет хранить эти изображения в памяти ЭВМ, повышать их качество путем уменьшения помех и контрастирования, а также проводить измерения геометрических и оптических параметров объектов с помощью специальных программных средств. В настоящее время ВМ и ЦОИ широко распространены в биологии, медицине и с успехом применяются и в других областях — криминалистике и пр. В то же время в электротехническом материаловедении этот метод используется мало; мы попытаемся показать его возможности на ряде примеров из области исследований основных механизмов электрического разрушения изоляции кабелей высокого напряжения — электрических (ЭТ) и водных (ВТ) триингов.

Принципиальная схема анализатора изображений содержит следующие элементы: микроскоп, телевизионная камера, видеоконтрольное устройство (ВКУ), компьютер со встроенным фрейм-граббером или видеопроцессором (устройства,

¹ Первую модель телевизионного микроскопа еще в 1924 г. предложил работавший в США русский физик В.К. Зворыкин [2].

The paper considers methods for an investigation of main mechanisms of electrical degradation of high voltage cable insulation-water and electrical treeing, based on a videomicroscopy with a videoenhancement of contrast and a digital image processing. Results of the investigation are presented. The equipment used and its possibilities as well as the theoretical principles of an electronic analog videoenhancement of contrast are described. Treeing fractal properties and dielectric material oxidation processes inside a water tree are analysed. Opportunities are shown for a tree growth dynamics study by means of a computer-aided videomicroscopy.

Key words: water treeing, electrical treeing, videomicroscopy, image digital processing, videoenhancement of contrast, fractal properties, oxidation, investigation

обеспечивающие аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразование изображений). Установленный в лаборатории авторов исследовательский комплекс, реализующий метод ВМ и ЦОИ, включает следующие устройства:

1. Микроскопы типа ЛЮМАМ Р-8 (ЛОМО), дооснащенный лазерным источником света на основе гелий-неонового лазера ЛГН-111 и устройством когерентного освещения [3], обеспечивающим равномерное освещение препарата, улучшение контраста и разрешения. Микроскоп также оснащен сканирующим столиком, обеспечивающим прецизионное перемещение образца по всем трем координатам; инвертированный металлографический микроскоп Olympus PMF (производства Olympus Optical Co, Япония), дополненный осветителем проходящего света и комбинированного освещения. В совокупности эти микроскопы обеспечивают следующие методы работы:

проходящий белый свет (светлое и темное поле, прямое и косое освещение);

проходящий лазерный свет;

подающий белый свет;

смешанное освещение; люминесценция в падающем свете;

поляризованный проходящий и падающий свет;

фазовый контраст в проходящем и падающем свете.

Максимальное увеличение визуального канала составляет 2400—2500×, видеоканала — не менее 15000× (при таких больших увеличениях возможности аппаратуры ограничиваются не столько микроскопом, сколько телекамерой); достигаемое разрешение составляет примерно 0,2 мкм.

2. Телекамеры. Нами используются как твердотельные телекамеры на ПЗС матрицах, так и камеры видиконного типа с разрешением 600

телеизионных линий, например, КТ 176.

3. Видеоконтрольные устройства. В качестве последних используются видеомониторы ВК40В64. Их штатное назначение — контроль качества изображений на телевизионных центрах — обеспечивает их высокий технический уровень. Наличие двух входов позволяет на одном ВКУ наблюдать как исходное аналоговое видеозображение, так и обрабатываемое цифровое.

4. Фрэйм-грэббер — создает разложение 512×512 пикселов при 256 уровнях серого, имеет 4 страницы видеопамяти.

5. Программное обеспечение. Пакет программ для ЦОИ обеспечивает следующие функции: ввод изображения с телекамеры, запись на жесткий диск и дискеты, алгоритмы контрастирования и фильтрации, арифметические, логические и «морфологические» операции с изображением, наложение текста на изображения, алгоритм обнаружения кривых и т. п. Предусмотрена запись последовательности изображений в автоматическом режиме, что актуально для исследований объектов, изменяющихся во времени. Пакет программ обеспечивает измерение оптических характеристик изображений — яркости, оптической плотности, контраста, отношения сигнал/шум; геометрических характеристик объектов — координат точки, расстояний, линейных размеров, площади, радиуса кривизны, фактора формы и т. д. Предусмотрена возможность синтеза алгоритмов ЦОИ оператором для последующей их реализации в автоматическом режиме.

6. ЭВМ — персональный компьютер с процессором АТ 386/387 и монитором SVGA.

7. В качестве отдельного устройства в состав исследовательского комплекса входит анализатор изображений, предназначенный для изучения объектов, находящихся под высоким напряжением.

Установка, смонтированная на базе микроскопа МБС-10, позволяет в реальном времени регистрировать зарождение и рост электрических и водных триингов. При этом изображение объекта, поступающее по видеоканалу, автоматически (через заранее заданные промежутки времени) или по команде оператора записывается в память ЭВМ для последующего анализа и обработки.

Условия безопасной работы с данным устройством требуют, чтобы расстояние от объекта, находящегося в сильном электрическом поле, до фронтальной линзы объекта было достаточно большим. Это, в свою очередь, ограничивает как максимальное увеличение, так и разрешающую силу видеомикроскопа. В нашем случае эти параметры составляют $350 \times$ и 5–7 мкм соответственно.

8. Важным элементом аппаратуры является устройство аналогового видеоусилителя контраста (ВУК). Для объяснения его работы требуются некоторые предварительные комментарии.

Одним из основных факторов, ограничивающих возможности светового микроскопа, является

рассеянный свет, порождаемый несовершенством оптики (непросветленные поверхности, склейки, внутренние напряжения в линзах, внутренние отражения в тубусе микроскопа и др.), пылью, скапливающейся в труднодоступных местах оптического тракта, а также рассеянием света в объекте выше и ниже плоскости фокусировки. Рассеянный свет не несет информации об объекте, но представляет собой нежелательный фон, сильно ограничивающий разрешение и контраст [4]. В видеомикроскопии рассеянный свет можно устранить, если к сигналу телекамеры добавить так называемое напряжение смещения.

Получаемый при этом эффект поясним, используя определение контраста:

$$K = (I_b - I_s)/I_b, \quad (1)$$

где K — контраст; I_b — яркость (интенсивность сигнала) фона; I_s — яркость объекта.

Введение напряжения смещения приводит к уменьшению яркости фона, т. е. как бы к добавлению «отрицательной яркости» I_v , не изменяя в то же время разность яркостей фона и объекта ($I_b - I_s$). В результате контраст видеоизображения приобретает вид

$$K = (I_b - I_s)/(I_b - I_v). \quad (2)$$

Увеличивая I_v до необходимых пределов, можно добиться резкого увеличения контраста. Усиление контраста, в свою очередь, приводит к улучшению разрешения деталей изображения, поскольку традиционный критерий Рэлея для визуального разрешения заменяется критерием Спарроу, применимым к электронным изображениям [4].

Описанные принципы и заложены в используемом нами устройстве. При этом процедура видеоусиления контраста осуществляется совместно с регулированием усиления сигнала телекамеры, для чего в блоке ВУК предусмотрен соответствующий узел.

Так как аналоговое видеоусиление неизбежно увеличивает не только контраст изображения объекта, но и различные неравномерности фона, то в применяемом нами устройстве предусмотрены специальные средства компенсации такого рода неравномерностей (так называемая шейдинг-коррекция). Кроме того, устройство ВУК оснащено модулем гамма-коррекций². Применение ВУК позволяет получить высококачественные изображения объектов, которые в обычных условиях едва различимы.

Основным фактором, ограничивающим возможности этого метода, согласно нашему опыту, являются электронные шумы телекамеры. Эффективным средством борьбы с ними при фиксированном соотношении сигнал/шум телекамеры является ЦОИ типа усреднения по времени.

«Твердые копии» обработанных изображений объектов исследования обычно оформляются на-

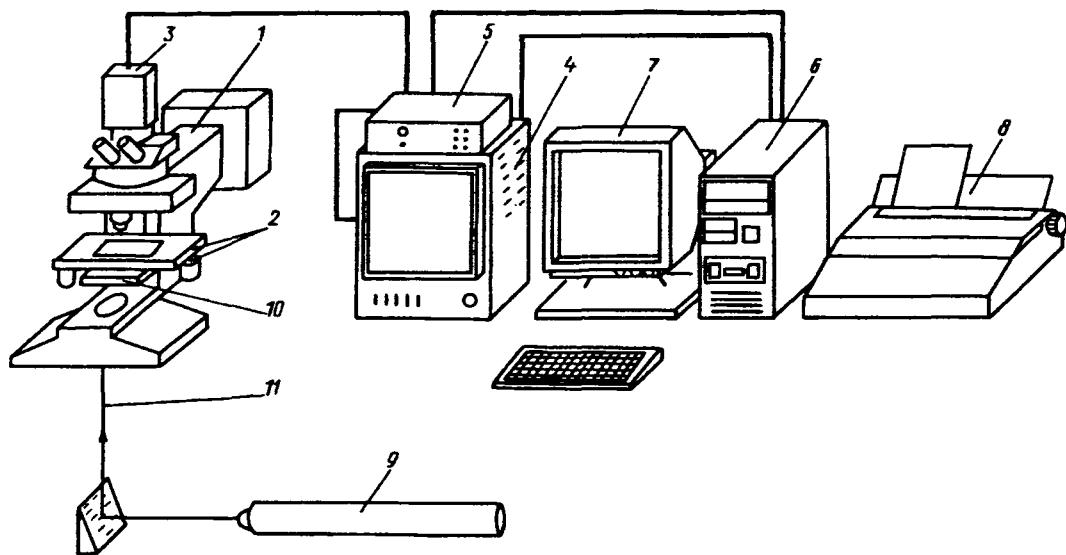


Рис. 1. Принципиальная схема анализатора изображений: 1 — микроскоп; 2 — сканирующий стол с шаговыми двигателями; 3 — телекамера; 4 — видеоконтрольное устройство; 5 — блок видеоусиления контраста; 6 — компьютер со встроенным фрейм-граббером; 7 — монитор; 8 — принтер; 9 — лазер; 10 — устройство когерентного освещения; 11 — пучок лазерного света

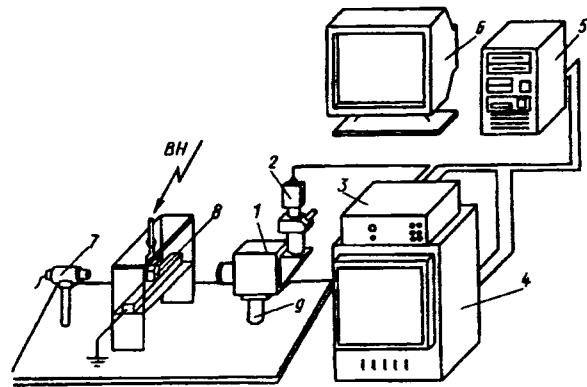


Рис. 2. Принципиальная схема анализатора изображений, предназначенного для исследования объектов в сильных электрических полях: 1 — микроскоп; 2 — сканирующий стол с шаговыми двигателями; 3 — телекамера; 4 — блок видеоконтроля контраста; 5 — блок видеоусиления контраста; 6 — компьютер со встроенным фрейм-граббером; 7 — монитор; 8 — светильник; 9 — испытательный образец; 10 — трехкоординатный позиционер

ми как видеомикрографии, т. е. фотографии с видеомонитора. В ряде случаев вполне удовлетворительные результаты можно получить, распечатывая изображения на обычном матричном принтере.

Анализаторы изображений для проведения исследований при больших увеличениях и для изучения объектов, находящихся под напряжением, показаны на рис. 1 и 2.

В нашей лаборатории имеются также приборы для подготовки образцов и проведения микроэкспериментов: микротом, микроманипуляторы, устройства для изготовления микроэлектродов.

Завершая описание оборудования, отметим,

2 Зависимость тока сигнала передающей трубы телекамеры от освещенности имеет тенденцию к насыщению; у-коррекция делает эту зависимость более равномерной.

что наш комплекс на 80% укомплектован отечественной техникой. На предприятиях различных форм собственности по нашим техническим требованиям были изготовлены отдельные устройства и узлы, а также разработаны новые приборы, например блок видеоусиления контраста. Гибкость и открытость архитектуры экспериментального комплекса обеспечивают взаимозаменяемость отдельных его элементов, возможность расширения и наращивания новых функций. Это позволяет решать многочисленные материаловедческие задачи различной степени сложности.

В частности, на нашей аппаратуре могут исследоваться металлы, пластмассы, резины, бумаги и т. д. Если говорить более определенно — о прозрачных полимерных диэлектриках (полиэтилен, полипропилен и др.), то наш исследовательский комплекс позволяет изучить: микроскопические дефекты технологического происхождения — газовые полости, инородные включения и пр.; надмолекулярную структуру (если она достаточно хорошо выражена), внутренние механические напряжения, различные формы механических и электрических повреждений в изоляции и даже тепловое старение. Некоторые примеры из этого перечня были освещены нами ранее [5]; при этом каждый из перечисленных объектов представляет собой самостоятельную проблему и заслуживает отдельной статьи. Поэтому мы ограничиваемся здесь одним конкретным направлением, которое на самом деле является достаточно широким. В анализируемых ниже задачах будем переходить от ВТ к ЭТ, как это и бывает в реальных изделиях. Начать же мы хотим с проблемы, которая является до некоторой степени общей для обоих явлений.

В настоящее время весьма популярна точка

зрения, приписывающая ЭТ фрактальные свойства — см. [6]. Мы полагаем, что для представления ВТ в качестве фрактальной структуры имеются не меньшие основания. При этом, по нашему мнению, важны не столько формальные свойства фрактала — самоподобие, дробная Хаусдорфова размерность — сколько физические причины, порождающие эти свойства.

Для пояснения нашей позиции рассмотрим классическое фрактальное явление — так называемые вязкие пальцы (ВП), образующиеся при вспрыскивании под давлением маловязкой жидкости в вязкую жидкость [7]. Изображение ВП показано на рис. 3,а. Такая структура была получена нами в процессе прессования опытных образцов изоляции из сшиваемой композиции полиэтилена. При выдавливании пленки полимера при повышенной температуре в материале пленки локально выделяется газ (скорее всего в результате распада сшивающего агента). Вытеснение газом вязкотекущего материала и приводит к появлению ВП. После завершения прессования образовавшаяся структура затвердевает и может храниться длительное время. Согласно современным представлениям причины «вязкого пальцеобразования» сводятся к неустойчивости границы растущей области, занятой маловязкой жидкостью (в нашем случае газом) [8].

Вернемся к ВТ. Если допустить, что фронт разрушения, разграничивающий ВТ и еще неповрежденную изоляцию, а также области внутри ВТ с различной степенью деструкции, обладает аналогичной неустойчивостью, то ВТ должен быть структурно подобен ВП.

Нами разработан метод выращивания ВТ на образцах изоляции кабелей, позволяющий средствами ВМ и ЦОИ наблюдать и регистрировать стадии роста индивидуальных ВТ без окрашивания и микротомирования, т. е. без разрушения образца. На рис. 4,а показано изображение такого ВТ. Отметим, что так как фрагмент изоляции, содержащий ВТ, имеет в направлении наблюдения толщину около 4 мм, он рассеивает слишком много света. Вследствие этого компенсация рассеянного света методом ВУК приводит к переконтрастированию изображения и насыщению телекамеры; в результате изображение оказывается заполненным неустранимыми черными и белыми пятнами, маскирующими детали. Поэтому в данном случае мы используем цифровое контрастирование, а именно — выравнивание гистограммы.

Далее, чтобы выделить структурные особенности сопоставляемых объектов, применим к изображениям рис. 3,а и рис. 4,а оператор двумерного дискретного дифференцирования Робертса. В полном соответствии со смыслом понятия «неустойчивость» этот оператор усиливает неоднородности структуры, фактически — перепады яркости [9]. Результаты такой обработки показаны на рис. 3,б и 4,б. Сходство обоих изображений и свидетельствует в пользу гипотезы о принципиаль-



а)



б)

Рис. 3. «Вязкие пальцы» в полиэтилене. Видеомикрографии: а — исходное изображение (после выравнивания гистограммы уровней серого) б — то же, после применения оператора Робертса

лежности ВТ к фракタルным объектам.

В завершение обсуждения данного вопроса вновь вернемся к ЭТ. Полагаем, что их фрактальные свойства могут быть объяснены аналогичным образом, а именно: в вершине растущего канала ЭТ развиваются частичные разряды, сильно разогревающие область изоляции, непосредственно окружающую вершину. При этом температура диэлектрика превышает точку фазового перехода, материал становится аморфным. В результате прорастание ветви ЭТ в изоляции становится подобным инъекции газа в вязкую жидкость, т. е. развитию «вязких пальцев»: в обоих случаях причина многократного разветвления канала — неустойчивость границы области, заполненной газом, в соответствии с механизмом, рассмотренным в [8].

Продолжим рассмотрение структуры ВТ. В [10] и некоторых других работах средствами инфракрасной микроспектрофотометрии выявлено, что ВТ состоят из окисленного материала. Методом ВМ с ВУК нам удалось визуализировать не только окисление изоляции внутри ВТ, но и распределение продуктов окисления в объеме триингов. Это было сделано следующим образом.

Микротомные срезы материала, содержащие ВТ, обрабатывались специальным препаратом, избирательно действующим на продукты окисления полимера³ таким образом, что избыточно окисленные микрообласти изоляции приобретают сравнительно слабую окраску в видимой части спектра, причем интенсивность окраски зависит от степени окисления. Полученные таким образом препараты наблюдались в видеомикроскоп с применением дополнительных средств оптического повышения контраста (коротковолновые интерференционные фильтры) и ВУК.

На рис. 5 представлен один из ВТ, исследованных таким образом; на рис. 6 изображена центральная часть того же триинга при существенно большем увеличении. Темные области на изображении, распространяющиеся вверх и вниз от дефекта, порождающего ВТ (в центре видеомикрофотографии), как раз и являются участками с повышенной степенью окисления. Средствами ЦОИ (или непосредственно в аналоговом варианте — с помощью специального осциллографа) можно получить распределение интенсивности сигнала или оптической плотности в такой микрообласти.

Перейдем теперь от ВТ к ЭТ. Известно, что ЭТ зарождаются не только на технологических дефектах, но и на ВТ как на дефектных «нovoобразованиях» в изоляции; при этом считается, что ЭТ возникает во внешней, периферической части ВТ. Нам удалось обнаружить пример противоположной ситуации, когда ЭТ начал расти внутри объема ВТ с того же самого дефекта



а)



б)

Рис. 4. Водный триинг в полиэтилене, выращенный в образце кабельной изоляции, находившейся под напряжением в течение 5800 ч. Видеомикрофотографии: а — исходное изображение (после выравнивания гистограммы уровней серого); б — же, после применения оператора Роберта

³ Обработка выполнена канд. хим. наук А.А. Крючковым.



Рис. 5. Водный триинг в кабеле; общий вид. Видеомикрография с видеоусилением контраста

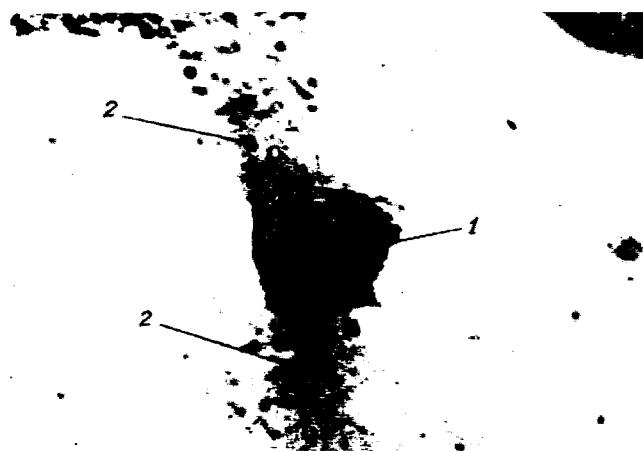


Рис. 6. Центральная часть водного триинга, показанного на рис. 5. Видеомикрография с видеоусилением контраста: 1 — триингообразующий дефект; 2 — области триинга с повышенным содержанием продуктов окисления сшитого полиэтилена

(выступ электропроводящего экрана в изоляцию), с которого начал развиваться ВТ (рис. 7). Для выявления тонкого и малоконтрастного канала ЭТ мы использовали монохроматический (546 нм) поляризованный свет и компенсатор Сенармона.

Исследование ЭТ в лабораторных условиях обычно выполняется на образцах материала, содержащих игольчатые микроэлектроды, создающие резко неоднородное поле. Несмотря на то, что ЭТ ввиду своих макроскопических размеров представляет собой удобный объект исследований, многое в его природе остается еще неясным. Так, например, имеется ряд работ, в которых рассмотрена зависимость длины ЭТ от времени, однако почти ничего не сообщается о динамике эволюции его структуры.

Определенный прогресс в этой области может быть достигнут с помощью описанной выше техники. На рис. 8,4 показана видеомикрография

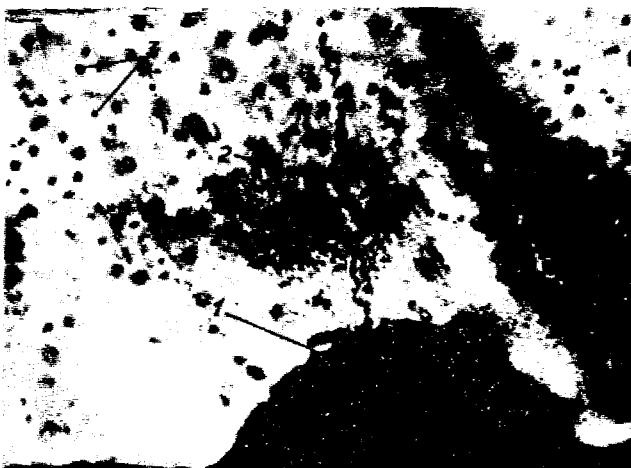


Рис. 7. «Основание» водного триинга, растущего от электропроводящего экрана в кабеле. Видеомикрография: 1 — триингообразующий дефект (выступ электропроводящего экрана в изоляцию); 2 — микроканал электрического триинга; 3 — микрополости, заполненные водой

относительно ранней стадии роста ЭТ; наблюдение велось на установке рис. 2. На рис. 8,6 показана разность этой и последующей стадии роста, полученная путем арифметического вычитания цифровых изображений. Можно видеть, что приращение получает не только лидирующий канал, определяющий длину ЭТ, но и боковые каналы, находящиеся в зоне не самых больших напряженностей поля. Данный факт можно, вероятно, объяснить с учетом представлений о механизме ветвления триинга, рассмотренных выше.

В качестве последней иллюстрации рассмотрим «электрический триинг»⁴ в пропитанной бумажной изоляции маслонаполненного кабеля. Этот тип разряда развивается на предпробойной стадии в тонких (толщиной порядка 10 мкм) масляных прослойках между бумажными лентами. На рис. 9 показано изображение такого «триинга»; на сей раз это печать на матричном принтере. Визуальное сходство данного изображения с предыдущими, по нашему мнению, не является чисто внешним: оно отражает близость механизмов развития этих явлений, которая, в свою очередь, позволяет применять к ним аналогичные средства формального описания и единые экспериментальные методы.

В заключении хотелось бы отметить следующее. Мы ставили перед собой цель показать возможности ВМ и ЦОИ для исследования объектов и явлений определенного класса; в этом смысле мы считаем свою задачу выполненной. В то же время название статьи можно рассматривать как своего рода исследовательскую программу, которая, разумеется, далека от сколько-нибудь полной реализации. К наиболее интересным проблемам здесь можно отнести: исследование тонкой субмикронной структуры ВТ — здесь потребуется работа вблизи предела и воз-

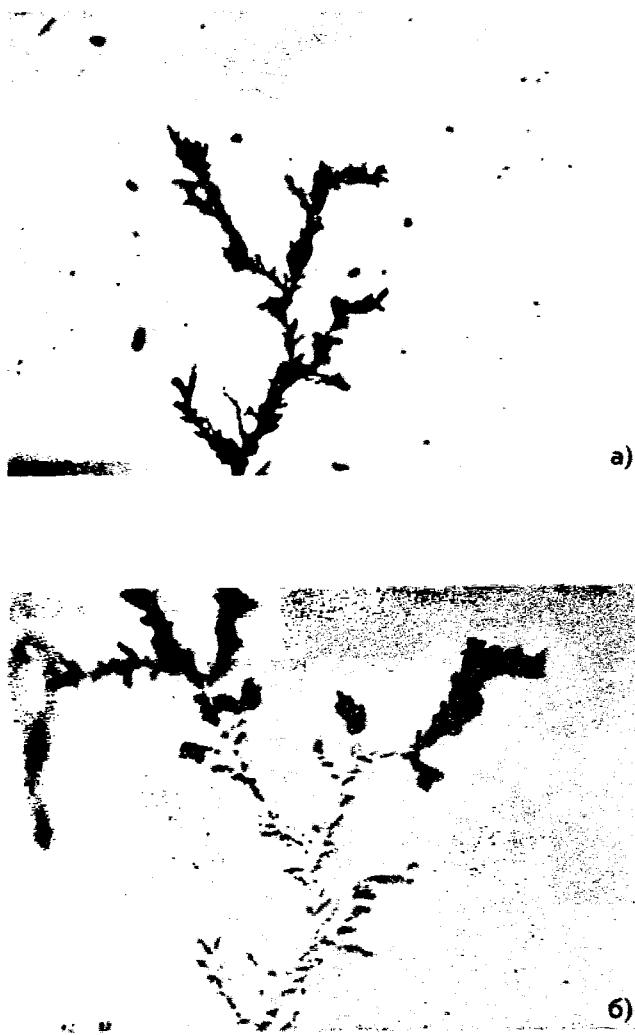


Рис. 8. Стадии роста электрического триинга, выращенного с применением установки рис. 2. Видеомикроскопия: *а* — сравнительно ранняя стадия; *б* — арифметическая разность изображений двух стадий роста, характеризующая приращение структуры триинга

можно даже за пределом разрешения светового микроскопа⁵; исследование микроповреждений изоляции, предшествующих зарождению ЭТ; изучение динамики роста ВТ и ЭТ, включая не только временную зависимость размеров триингов, но и эволюцию их структуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Parpart A.K. Televised microscopy in biological research. — Science, 1951, № 113.
2. Гуриков В.А. История прикладной оптики. — М.: Наука, 1993.
3. А.с. № 572868 (СССР). Осветительное устройство / В.В. Хваловский, С.Н. Нагаровский, В.И. Наливайко. — Открытия. Изобретения. 1977. № 34.
4. Световая микроскопия в биологии. Методы. Пер. с англ. / Под ред. А. Лейси. — М.: Мир, 1992.
5. Маврин М.А., Овсиенко В.Л., Шувалов М.Ю. Возможности видеомикроскопии и цифровой обработки изображений в кабельной технике. — Кабельная техника, 1994, № 5.
6. Fukai J., Saio N. Tree growth simulation associated with dielectric breakdown. — Conf. on Electrical insulation and dielectric phenomena. Ann. Rep. 1987.

⁴ К нему можно также применить определения «скользящий» или «ползущий» разряд.

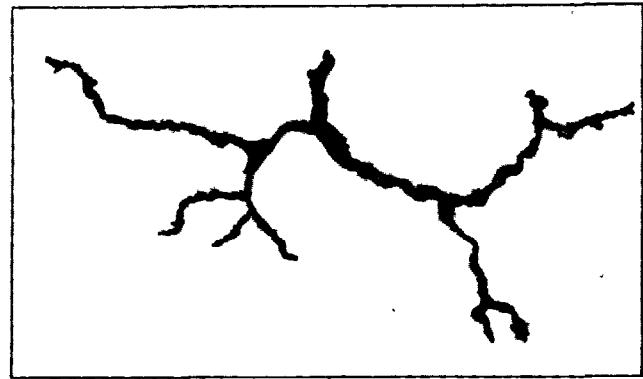


Рис. 9. «Электрический триинг» (скользящий разряд) на поверхности бумажной ленты, входящей в состав изоляции маслонаполненного кабеля (печать на матричном принтере)

7. Нитман И., Даккор Ж., Стенли Х. Когда «вязкие пальцы» имеют фрактальную размерность? // Фракталь в физике: Пер. с англ. / Под ред. Л. Пьетронеро и Э. Тозатти. — М.: Мир, 1988.

8. Федер Е. Фракталь: Пер. с англ. — М.: Мир, 1991.

9. Прэтт У.К. Цифровая обработка изображений в 2-х томах: Пер. с англ. — М.: Мир, 1982.

10. Sensitive analytical methods for early diagnosis of aging in solid insulation under voltage stress / J.F. Johnson, J.H. M.S. Mashikian et al. CIGRE, 1988, № 15—01.

11. Video-Enhanced Contrast Polarization (AVEC-POL) Microscopy / — Cell Motility, 1981, № 1.

12. Video-Enhanced Contrast, Differential Interference Contrast (AVEC-DIC) Microscopy. R.D. Allen, J.L. Travis, N.S. Allen et al. Cell Motility, 1981, № 1

[02.03.95]

Авторы: Шувалов Михаил Юрьевич окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1980 г. В 1985 г. защитил диссертацию «Исследование кабелей постоянного тока высокого напряжения с пропитанной бумажной изоляцией» во Всесоюзном научно-исследовательском институте кабельной промышленности. Заведующий лабораторией кабелей высокого напряжения во всероссийском научно-исследовательском институте кабельной промышленности (ВНИИКП).

Ромашкин Александр Васильевич окончил Московский химико-технологический институт в 1966 г. В 1972 г. в этом же институте на кафедре основного органического и нефтехимического синтеза защитил кандидатскую диссертацию «Исследование кинетики реакции окисиэтилирования терефталевой кислоты». Старший научный сотрудник ВНИИКП.

Маврин Марк Арнольдович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1992 г. В настоящее время аспирант ВНИИКП.

Овсиенко Владимир Леонидович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1986 г. и аспирантуру МЭИ в 1992 г. Научный сотрудник ВНИИКП.

⁵ Это действительно достижимо для некоторых объектов благодаря специальному сочетанию ВУК и некоторых оптических методов контрастирования (в частности, дифференциального интерференционного контраста), естественно, при обеспечении самого высокого качества экспериментального оборудования [11, 12].

О применении совмещенного индукторного возбудителя в бесщеточной системе возбуждения явнополюсных синхронных двигателей

ПУЛЬНИКОВ А.А., ПЛАСТУН А.Т., ДЕНИСЕНКО В.И., ФРИМАН Э.М.

Рассмотрена проблема магнитного и электрического совмещения синхронного явнополюсного двигателя общепромышленного применения с возбудителем при применении бесщеточной системы возбуждения. Показано, что наиболее целесообразно совмещать явнополюсный синхронный двигатель и индукторный возбудитель. На основе исследования электромагнитного поля в синхронном компрессорном двигателе определена мощность совмещенного индукторного возбудителя. Получено выражение для расчета мощности возбудителя. Произведена оценка возможности применения для синхронных явнополюсных двигателей бесщеточной системы возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем.

Ключевые слова: явнополюсные синхронные двигатели, бесщеточные системы возбуждения, совмещенные индукторные возбудители

Одной из интересных и перспективных проблем в теории синхронных машин является проблема магнитного и электрического совмещения бесщеточного возбудителя и возбуждаемой синхронной машины.

Проблема магнитного и электрического совмещения возбудительного устройства и возбуждаемой синхронной машины. Проблема магнитного и электрического совмещения синхронного двигателя и его возбудителя имеет несколько аспектов, одним из которых является выбор типа возбудителя и способ совмещения, при использовании которых обеспечиваются заданные технические требования. В то же время, затраты материалов на комплекс, состоящий из синхронного двигателя, совмещенного возбудителя и системы управления, и трудозатраты на его изготовление должны быть не больше, чем при раздельном исполнении.

Мировой опыт производства синхронных двигателей с бесщеточными системами возбуждения, в которых используются различные типы возбудителей, говорит о том, что при использовании в качестве возбудителя синхронной машины обеспечиваются заданные технические требования. В то же время, проблема выбора типа возбудителя при магнитном и электрическом совмещении явнополюсного синхронного двигателя общепромышленного применения и возбудителя, обеспечивающего заданные технические характеристики и имеющего меньший расход активных ма-

A problem of electric and magnetic combination of a salient-pole synchronous motor of general industrial use with an exciter in a brushless system of excitation is considered. It is shown that a combination of a salient-pole synchronous motor with an inductor exciter is most expedient. The power of the combined inductor exciter is determined on the basis of an investigation of electromagnetic field of a synchronous compressor motor. The expression for calculating the power of an exciter is obtained. An estimation of the possibility of application of a brushless system of excitation for salient-pole synchronous motors with combined inductor exciter is presented.

Ключевые слова: salient-pole synchronous motors, brushless system of excitation, combined inductor excitors

териалов и меньшие трудозатраты на изготовление, чем при раздельном исполнении, на наш взгляд, не решена.

Достаточно просто и экономично можно совместить в одной магнитной системе две и более электрических машин в тех случаях, когда на способ выполнения конструкции каждой из машин не накладываются ограничения [1].

Естественно, что при совмещении возбудителя с возбуждаемой синхронной машиной в одной магнитной системе совмещение должно быть выполнено таким образом, чтобы параметры и характеристики совмещенных машин остались теми же, что и при раздельном исполнении каждой из машин. Чтобы совмещенный вариант исполнения был конкурентоспособным по сравнению с раздельным исполнением, необходимо, чтобы при совмещенном исполнении сохранились энергетические показатели и сократились либо остались на прежнем уровне трудозатраты на изготовление устройства и расход материалов [2].

Однако при совмещении возбудителя с высоковольтной возбуждаемой синхронной машиной, конструкция электромагнитного ядра которой не должна быть изменена, имеется ряд трудностей, которые ограничивают область применения совмещения и тип совмещаемого возбудителя. Так, например, из условий обеспечения пуска синхронного двигателя шаг демпферной системы t_2 выполняется в большинстве случаев в пределах $0.8t_1 < t_2 < t_1$, где t_1 — зубцовый шаг

статора. Чтобы пусковая обмотка была невзаимоиндуктивна полюю возбуждения возбудителя, например асинхронного или синхронного, необходимо выбрать число пар полюсов возбудителя таким образом, чтобы на расстоянии, равном t_2 укладывалось четное число полюсных делений τ_b совмещаемого возбудителя, что, в свою очередь, требует увеличения в якоре возбуждаемой синхронной машины числа пазов как минимум вдвое для размещения обмотки возбуждения возбудителя. Это приводит к повышению индукции в узком сечении зубца якоря, что ухудшает характеристики возбуждаемой синхронной машины.

Известно решение, когда демпферная система выполняется специальным образом, например, в виде изолированных короткозамкнутых витков с шагом, равным четному числу полюсных делений возбудителя. В указанном случае число пар полюсов возбудителя может быть выбрано таким образом, чтобы избежать изготовления дополнительных пазов в зубцах якоря возбуждаемой синхронной машины, размещая обмотку возбудителя в пазах якоря [1]. Размещение якорной обмотки возбудителя в пазах якоря синхронной машины снижает использование паза возбуждаемой синхронной машины, надежность высоковольтных синхронных машин, увеличивает внешний диаметр якоря, что приводит к увеличению потерь в зубцах и ярме статора, снижению КПД возбуждаемой синхронной машины.

При магнитном совмещении возбуждаемой синхронной машины с синхронным возбудителем наличие неравномерного воздушного зазора и насыщенного состояния магнитной цепи явнополюсной синхронной машины требует увеличения ампер-витков возбуждения возбудителя, что, в свою очередь, требует увеличения места в пазу возбуждаемой синхронной машины и приводит к увеличению потерь как в основной синхронной машине, так и в возбудителе. Кроме того, для регулирования магнитного потока возбудителя, в силу насыщенного состояния магнитной цепи возбуждаемой синхронной машины, требуется увеличенные ампер-витки возбуждения в случае применения синхронного возбудителя и увеличенный ток намагничивания в случае применения асинхронного возбудителя.

В низковольтных синхронных машинах обмотка возбуждения возбудителя и якорная обмотка возбуждаемой синхронной машины могут быть электрически совмещены [3]. В высоковольтных машинах электрическое совмещение высоковольтной и низковольтной обмоток, выполненное, например, по принципу нулевых точек, наш взгляд, нецелесообразно. Экспериментальные исследования [4], показали, что в нулевых точках, образованных из якорной обмотки возбуждаемой

синхронной машины, в статических режимах работы существуют ЭДС, равные 3–5% номинального напряжения якорной обмотки синхронной машины. В аварийных режимах возможно повышение потенциала нулевой точки до фазного, что, в свою очередь, требует выполнения системы возбуждения по соответствующему классу изоляции.

Таким образом, для высоковольтных синхронных машин традиционного исполнения совмещение возбудителя (синхронного или асинхронного) с возбуждаемой синхронной машиной, на наш взгляд, нецелесообразно.

Исследования [5–11] показали, что для целей возбуждения наиболее целесообразно использовать зубцовые пульсации магнитного потока индуктора, вызванные открытием пазов якоря.

Указанный путь эквивалентен нетрадиционному способу конструктивного магнитного и электрического совмещения в одной магнитной системе возбуждаемой синхронной машины и индукторного возбудителя [10]. В этом случае обмотка возбуждения выполняет одновременно роль обмотки возбуждения индукторного возбудителя и обмотки возбуждаемой синхронной машины. Зубцы якоря выполняют роль зубцов индукторной машины, образующих зубцовую составляющую поля индуктора. Якорная обмотка возбудителя располагается в пазах, выполненных в полюсном наконечнике. Шаг якорной обмотки равен или близок к половине зубцовового деления статора. При наличии пусковой обмотки якорная обмотка возбудителя может быть совмещена со штифтами пусковой обмотки. Принципиальная схема бесщеточной системы возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем представлена на рис. 1. Якорная обмотка возбудителя 1 расположена в пазах полюсного наконечника и соединена через вращающийся управляемый преобразователь 2 с обмоткой возбуждения. Управление вращающимся выпрямителем осуществляется системой управления (СУ) 3, которая может быть выполнена на базе широтно-импульсного модулятора или на базе системы импульсно-фазового управления. Автоматический регулятор возбуждения (АРВ) 5 может быть расположен на неподвижной части, как указано на рисунке, тогда для передачи управляющей информации на ротор необходимо устройство передачи сигнала (УПС) 4, которое может представлять собой вращающийся трансформатор или устройство на основе светодиодов или датчиков Холла. Бесщеточная система возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем позволяет сократить расход черных и цветных металлов на изготовление возбудителя, уменьшить длину агрегата, упростить доступ к подшипнику со стороны возбудителя.

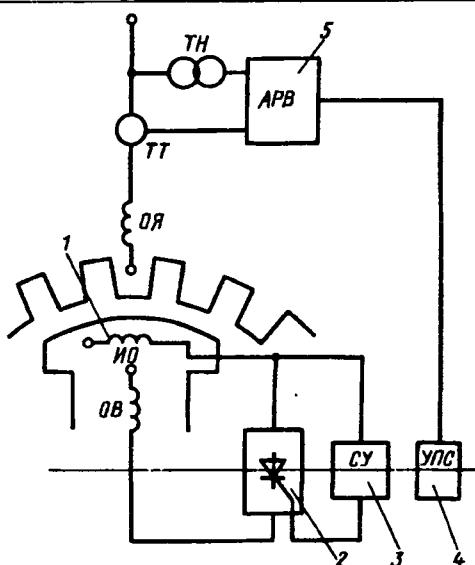


Рис. 1. Принципиальная схема бесщеточной системы возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем: *ИО* — обмотка якоря индукторного возбудителя; *ОВ* — обмотка возбуждения синхронной машины; *ОЯ* — обмотка якоря синхронной машины

О возможности применения индукторной системы возбуждения. Возможность разработки индукторного возбудителя (*ИВ*), совмещенного в одной магнитной системе с возбуждаемой синхронной машиной (*СМ*), полем возбуждения которой служит одна из зубцовых гармоник поля индуктора, не вызывает принципиальных возражений в том случае, когда индуктор возбуждаемой синхронной машины выполнен из изолированных листов электрической стали без демпферной обмотки и когда проектирование синхронной машины и возбудителя происходит одновременно и согласованно [8, 9, 11, 12–14].

При исследовании возможности применения *ИВ* для серии синхронных машин общепромышленного применения (т. е. синхронных машин, имеющих стержневую демпферную обмотку, индуктор которых выполнен из неизолированных листов стали либо массивным, с заданными параметрами зубцовой зоны якоря и индуктора, а также мощностью возбуждения) всегда встает основной вопрос: возможно ли при конкретно заданных геометрии зубцовой зоны якоря, кризисне полюса, числе и шаге стержней демпферной обмотки, способе исполнения индуктора (шихтованный или массивный), параметрах *СМ* получить в заданном режиме работы возбуждаемой *СМ* мощность (развиваемую индукторным возбудителем), необходимую либо большую, чем требуется для обеспечения заданной кратности форсировки в данном режиме работы? [10, 15–29].

Чтобы ответить на указанный вопрос, необходимо для каждого режима работы возбуждаемой *СМ* определить величину мощности, которая может быть получена при работе возбудителя из

нагрузку, эквивалентную обмотке возбуждения.

Будем различать величину максимальной мощности, которая могла бы быть получена на эквивалентной нагрузке, если начальное значение индукции вдоль полюсного наконечника оставалось постоянным в течение всего переходного процесса $P_{-и}(t=0)$ от текущего значения величины максимальной мощности $P_{-и}(t)$ и величины максимальной мощности в конце режима форсировки при $t=\infty$: $P_{-и}(t=\infty)$. Поскольку полем возбуждения совмещенный *ИВ* служит зубцовая составляющая поля индуктора, то очевидно, что амплитудное значение фазной ЭДС $E_{ми}$ в каждый момент времени будет определяться параметрами режима и состоянием магнитной цепи.

В общем случае система фазных ЭДС *ИВ* может быть несимметрична как по амплитуде, так и по фазе, что не позволяет простыми аналитическими методами определить границу области применения индукторной системы возбуждения [18].

С целью упрощения задачи оценки возможности применения индукторной системы возбуждения будем считать, что система *m*-фазных ЭДС *ИВ* в любой момент времени симметрична как по амплитуде, так и по фазе и через симметричный *m*-фазный неуправляемый преобразователь подключена к эквивалентной нагрузке, параметры которой равны параметрам обмотки возбуждения возбуждаемой *СМ*. Тогда каждому моменту времени t_i при заданной величине $E_{ми}(t_i)$ по статической внешней характеристике преобразователя *ИВ* может быть найдено максимально возможное значение мощности $P_{-и}(t_i)$, которое может быть выделено на активном сопротивлении эквивалентной нагрузки. При проектировании комплекса «синхронная машина—совмещенный индукторный возбудитель» ЭДС и параметры якорной обмотки возбудителя выбираются таким образом, чтобы на обмотке возбуждения возбуждаемой машины могло выделиться максимально возможное значение активной мощности $P_{-и}(t_i)$ [20]. Заметим, что величина $P_{-и}(t_i)$ есть расчетная величина, которая в реальных условиях работы возбудителя соответствовала бы случаю, когда к обмотке возбуждения *СМ* через неуправляемый преобразователь длительно прикладывалась ЭДС $E_{ми}(t_i)$.

Среди множества $P_{-и}(t_i)$ на интервале времени $[0, t]$ можно выделить точную нижнюю границу указанного множества $\inf(P_{-и}(t))$. В качестве критерия, оценивающего границы применения индукторной системы возбуждения, могут быть использованы различные принципы оценки. Нами используется принцип гарантированного результата, соответствующий случаю, когда нижняя граница множества $\inf(P_{-и}(t))$ удовлетворяет нера-

венству

$$k_{p_{\text{ив}}} = \frac{\inf(P_{-i}(t))}{k_{\Phi}^2 P_{\text{вн}}} \geq 1, \quad (1)$$

где $k_{p_{\text{ив}}}$ — коэффициент запаса по мощности совмещенного индукторного возбудителя; k_{Φ} — кратность форсировки; $P_{\text{вн}}$ — номинальная мощность возбуждения.

Если при заданных параметрах зубцовой зоны для любого сочетания параметров удовлетворяется критерий (1), то это означает, что существует гарантированное значение кратности форсировки из любого режима работы возбуждаемой СМ.

Таким образом, задача оценки возможности применения совмещенных индукторных систем возбуждения по принципу гарантированного результата сводится к определению точной нижней границы множества $P_{-i}(t)$: $\inf(P_{-i}(t))$. Анализ показывает, что $P_{-i}(t)$ есть сложная функция геометрических размеров зубцовой зоны якоря, индуктора, параметров режима работы возбуждаемой синхронной машины, способа исполнения якорной обмотки индукторного возбудителя и технологии изготовления полюсного наконечника индуктора [21, 22, 23].

На первом этапе определения границ найдем значение $P_{-i}(t)$ на холостом ходу возбуждаемой синхронной машины при $E_0 = U_i = \text{const}$ для случая, когда полюсный наконечник индуктора выполнен шихтованным с изолированными листами. Исследования [18, 19, 20] показывают, что наиболее эффективной структурой якорной обмотки индукторного возбудителя является четырехфазная обмотка, работающая через четырехфазный управляемый врачающийся преобразователь на обмотку возбуждения возбуждаемой синхронной машины. Внешняя характеристика четырехфазного преобразователя описывается уравнением прямой линии [19]:

$$U_d = \frac{4}{\pi} \sqrt{2} E_{mi} - \frac{4}{\pi} I_d X_{\Phi},$$

где U_d , I_d — напряжение и ток эквивалентной нагрузки возбудителя; X_{Φ} — индуктивное сопротивление фазы возбудителя.

Активная мощность на нагрузке

$$P_d = U_d I_d.$$

Максимальная мощность на нагрузке для четырехфазного преобразователя

$$P_{-i} = \frac{1}{4} U_{d0} I_{dk},$$

где U_{d0} — напряжение холостого хода на выходе четырехфазного управляемого преобразователя,

$$U_{d0} = \frac{4 \sqrt{2}}{\pi} E_{mi};$$

I_{dk} — ток короткого замыкания на зажимах четырехфазного управляемого преобразователя,

$$I_{dk} = \frac{\sqrt{2}}{X_{\Phi}} E_{mi}.$$

Таким образом, максимальная мощность ИВ зависит от величины ЭДС холостого хода и параметров его якорной обмотки.

Исследование поля в воздушном зазоре синхронного двигателя. Расчету ЭДС холостого хода индукторных генераторов посвящено большое количество работ и имеются хорошо апробированные методики расчета. В совмещенном индукторном возбудителе мы имеем дело с целым рядом факторов, которые не учитываются в существующих методиках расчета индукторных генераторов, а именно: неравномерный воздушный зазор, наличие в зубцовом слое якорной обмотки возбудителя пусковой обмотки возбуждаемого синхронного двигателя, влияние вихревых токов в массивных или набранных из неизолированных листов стали полюсных наконечниках на величину ЭДС якорной обмотки ИВ, влияние насыщения магнитной цепи возбуждаемого синхронного двигателя на величину ЭДС якорной обмотки ИВ, влияние реакции якоря возбуждаемого синхронного двигателя на величину указанной ЭДС.

Исследования ЭДС якорной обмотки ИВ с учетом выше указанных факторов проводились в [22—28] с использованием широкого арсенала методов исследования, включая аналитические методы расчета электромагнитного поля, такие как метод разделения переменных и метод Гринберга, экспериментальные исследования и метод конечных элементов.

Наиболее полный учет влияния неравномерности воздушного зазора, насыщения магнитной цепи и наличия пусковой обмотки можно выполнить с помощью метода конечных элементов. Эти исследования проводились с помощью пакета прикладных программ MagNet [12] в Лондоне, в Империал Колледже под руководством профессора Фримана Э.М.

Анализ влияния указанных выше факторов на величину ЭДС проводился на примере расчета электромагнитного поля в явнополюсном синхронном компрессорном двигателе СДК2-16-44-10 КУХЛ, выпускавшем акционерным обществом «Привод», г. Лысьва.

Расчет электромагнитного поля компрессорного двигателя проводился для половины полюсного деления. Границные условия для векторного потенциала магнитного поля A на наружной поверхности ярма статора, внутренней поверхности ярма ротора и на оси симметрии, проходящей по оси полюса, задавались как условия Дирихле: $A=0$, а на оси симметрии в

межполюсном пространстве как условия Неймана: $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$.

Известно, что в результате решения краевых задач для электромагнитного поля в воздушном зазоре с помощью численных методов, в частности и с помощью метода конечных элементов, кривая индукции в воздушном зазоре может представлять собой скачкообразную функцию. Кроме того, при расчете поля для двухсторонней зубчатости при изменении положения ротора относительно статора изменяется и форма кривой индукции. В связи с этим определение ЭДС якорной обмотки ИВ на основе дифференцирования индукции по времени, на наш взгляд, не является корректным по указанным выше причинам. Более точным, но и гораздо более трудоемким будет путь нахождения ЭДС путем отыскания производной $-\frac{\partial \Psi}{\partial t}$. Производная $-\frac{\partial \Psi}{\partial t}$ может быть определена путем нахождения зависимости потока, сцепленного с витками якорной обмотки ИВ, от угла поворота ротора. С этой целью с помощью программы MagNet, было рассчитано электромагнитное поле для десяти положений ротора относительно статора. Угол поворота ротора задавался как одна двадцатая зубцового деления статора. Для оценки влияния насыщения магнитной цепи на величину ЭДС ИВ изменялись значение намагничивающей силы обмотки возбуждения F_B и величины воздушного зазора.

Четырехфазная схема якорной обмотки ИВ может быть выполнена путем пространственного сдвига фаз без укорочения шага обмотки или за счет укорочения шага. С помощью программы MagNet было рассчитано электромагнитное поле для двух случаев, а именно для случая когда якорная обмотка ИВ выполнена без укорочения шага и при отсутствии пусковой обмотки СМ, и для случая, когда якорная обмотка ИВ выполнена с укороченным шагом при наличии пусковой обмотки.

Таким образом, было рассчитано электромагнитное поле для 100 различных случаев геометрии зубцовой зоны исследуемого синхронного двигателя для пяти значений намагничивающей силы обмотки возбуждения в каждом случае.

Геометрия зубцовой зоны и масштаб геометрических величин в пакете прикладных программ MagNet формируется в программе Draw. Сетка треугольных элементов создается в программе автоматического формирования оптимального варианта сетки Mesh. Количество узлов в расчетной области изменялось от 1000 до 1200, а количество треугольных элементов — от 2000 до 2400. Геометрия зубцовой зоны и всего двигателя с учетом изменения угла положения ротора относительно статора для программы Draw рассчитывалась в специальной программе подготовки данных. Программа формирования сетки треуголь-

ных элементов Mesh позволяет сгустить сетку в требуемых местах, что и было сделано в области воздушного зазора. Электромагнитное поле описывалось уравнением Пуассона для векторного потенциала магнитного поля A :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = -\mu \mu_0 \delta.$$

В расчетах использовались треугольные элементы первого порядка, что, как показывает практика использования метода конечных элементов, при достаточно большом числе элементов в области дает вполне приемлемый результат.

Картина распределения магнитных силовых линий для двух вариантов расчета представлена на рис. 2. Графики распределения индукции вдоль поверхности полюсного наконечника для этих же вариантов расчета представлены на рис. 3.

С помощью программ постпроцессорной обработки результатов расчета были определены значения векторного потенциала магнитного поля A в точках, указанных на рис. 4. Величины магнитного потока, приходящегося на единицу длины машины и проходящего через виток якорной обмотки, определялись по разности потенциалов магнитного поля:

$$\Phi = A_1 - A_2.$$

Результаты гармонического анализа $\Phi = f(a)$ показывают, что величины амплитуд третьей, пятой, седьмой гармонических по отношению к амплитуде первой гармонической не превышают 5%, а амплитуда первой гармонической по отношению к амплитуде кривой $\Phi = f(a)$ отличается не более чем на 10%. Исходя из этого, величина ЭДС может быть определена по разности потоков зубца Φ_3 и паза Φ_{π} [30]. Согласно [30] ЭДС витка якорной обмотки определялась как

$$E_r = \pi \sqrt{2} f \frac{\Phi_3 - \Phi_{\pi}}{2} k_o k_r,$$

а ЭДС катушки и фазы по формулам

$$E_k = \pi \sqrt{2} f w \frac{\Phi_3 - \Phi_{\pi}}{2} k_o k_r;$$

$$E_u = \sum_{i=1}^N E_{ki},$$

где k_r — коэффициент реакции вихревых токов в массивном или расслоенном полюсном наконечнике [27]; k_o — обмоточный коэффициент; N — число катушек фазы на полюсе.

Оценка мощности совмещенного индукторного возбудителя. Величина выпрямленного напряже-

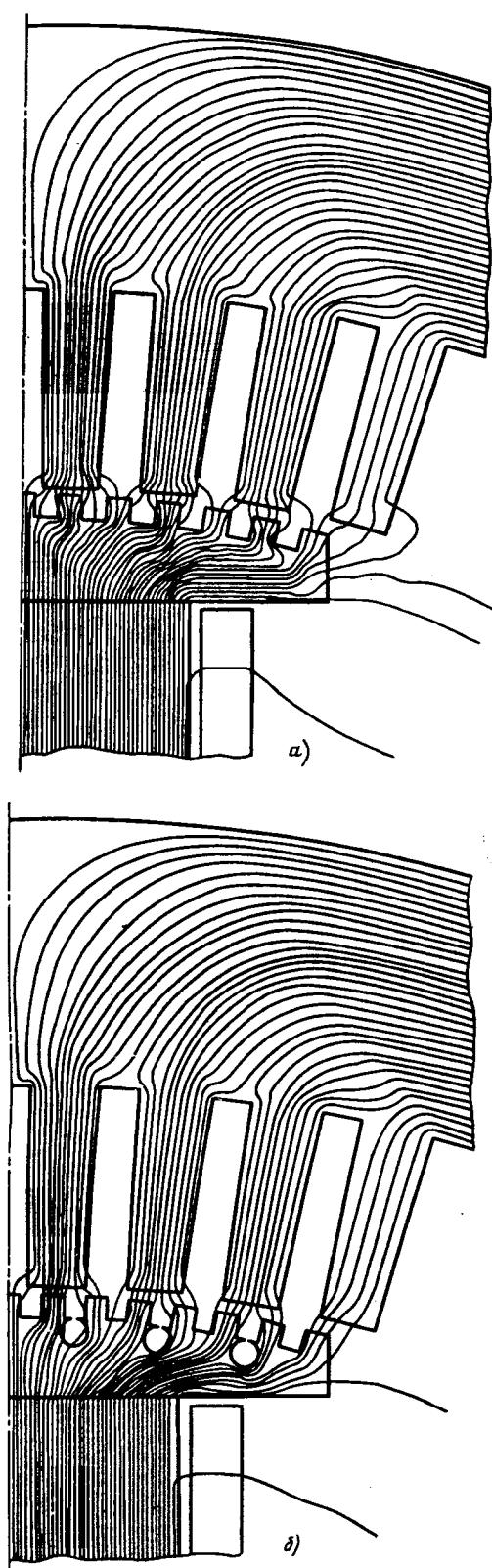


Рис. 2. Картинки распределения магнитных силовых линий для двигателя без пусковой обмотки (а): минимальный воздушный зазор $\delta_{\min} = 3$ мм, намагничивающая сила обмотки возбуждения $F_B = 8000$ А и для двигателя с пусковой обмоткой (б): $\delta_{\min} = 2$ мм; $F_B = 6000$ А

ния холостого хода четырехфазного мостового выпрямителя, выраженная через действующее значение ЭДС холостого хода фазы E_i ,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

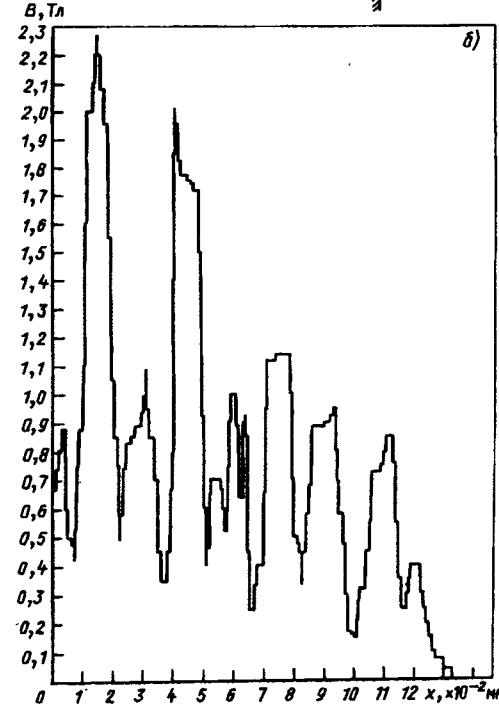
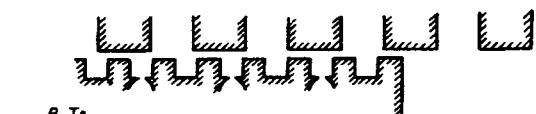
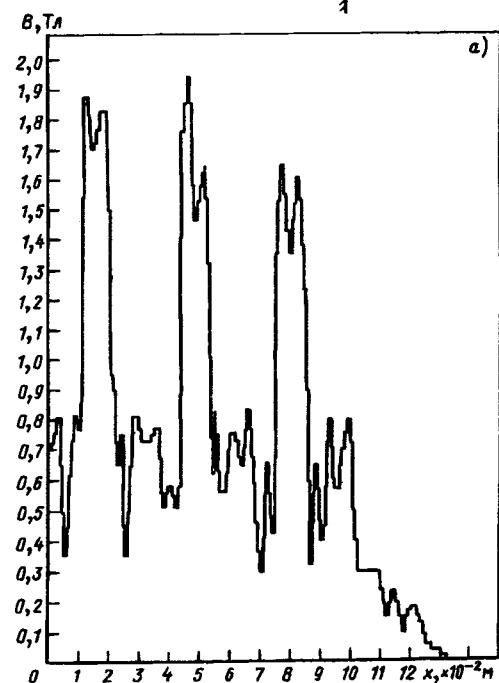
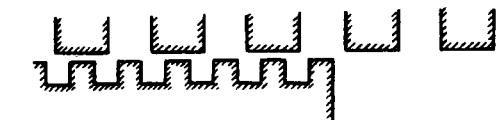


Рис. 3. Индукция магнитного поля на поверхности полюсного наконечника в функции координаты x вдоль его поверхности для двигателя без пусковой обмотки (а): $\delta_{\min} = 3$ мм, $F_B = 8000$ А и для двигателя с пусковой обмоткой (б): $\delta_{\min} = 2$ мм, $F_B = 6000$ А

$$U_{d0} = \beta_u E_i,$$

где $\beta_u = \frac{8}{\pi}$ — расчетный коэффициент четырех-

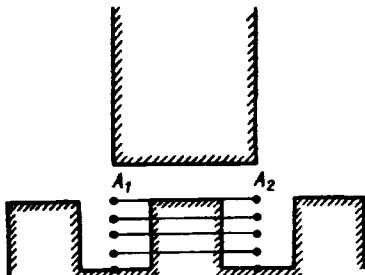


Рис. 4. Результаты расчета векторного потенциала магнитного поля

фазной мостовой схемы выпрямления [19].

Параметры якорной обмотки индукторного возбудителя определялись по значениям магнитных проводимостей зубца λ_3 и паза $\lambda_{\text{пп}}$ [30]. Величины λ_3 и $\lambda_{\text{пп}}$ определялись для каждого витка якорной обмотки как

$$\lambda_3 = \frac{\Phi_3}{\mu_0 l_\delta F_\delta}; \quad (2)$$

$$\lambda_{\text{пп}} = \frac{\Phi_{\text{пп}}}{\mu_0 l_\delta F_\delta}, \quad (3)$$

где Φ_3 — значение потока под зубцом; $\Phi_{\text{пп}}$ — значение потока под пазом; $F_\delta = \frac{B_{\delta 0} k_\delta \delta}{\mu_0}$ — намагничивающая сила воздушного зазора; $B_{\delta 0}$ — среднее значение индукции в воздушном зазоре.

Обычно в индукторных генераторах для определения намагничивающей силы воздушного зазора используют максимальное значение индукции. В синхронных машинах величина воздушного зазора больше, чем в индукторных генераторах, поэтому использование для определения намагничивающей силы воздушного зазора среднего значения индукции дает результат, более близкий к экспериментальным значениям индуктивных сопротивлений якорной обмотки индукторного возбудителя.

Суммарное индуктивное сопротивление якорной обмотки ИВ $X_{\text{аф}}$ определялось как сумма индуктивного сопротивления рассеяния $X_{\sigma a}$ и индуктивного сопротивления по продольной оси d X_{ad} :

$$X_{\text{аф}} = \sum_{i=1}^N (X_{\sigma a i} + X_{ad i}).$$

Индуктивное сопротивление рассеяния катушки якорной обмотки ИВ определялось по известным методикам, например [31], как

$$X_{\sigma a i} = 4\pi \mu_0 f w l \sum \lambda,$$

где w — число витков в катушке; l — длина машины, м; $\sum \lambda = \lambda_{\text{пп}} + \lambda_{\text{л}} + \lambda_{\text{д}} + \lambda_{\text{к}}$ — сумма прово-

димостей пазового, лобового, дифференциального рассеяния и рассеяния по коронкам зубцов.

Индуктивное сопротивление катушки якорной обмотки ИВ по продольной оси с учетом демпфирования потока при высоких частотах токов в якорной обмотке вихревыми токами в массивном или расслоенном полюсном наконечнике, в пусковой обмотке, в обмотке возбуждения и якорной обмотке возбуждаемой СМ определяется как

$$X_{ad i} = 2\pi f \mu_0 w l \frac{\lambda_{3i} \lambda_{\text{пп}}}{\lambda_{3i} + \lambda_{\text{пп}}}.$$

Действующее значение тока КЗ фазы якорной обмотки ИВ равняется отношению ЭДС холостого хода фазы к индуктивному сопротивлению фазы:

$$I_{\text{к}} = \frac{E_{\text{и}}}{X_{\text{аф}}}.$$

Выпрямленное значение тока КЗ ИВ

$$I_{d\text{к}} = \beta_i I_{\text{к}},$$

где $\beta_i = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}$ — расчетный коэффициент тока четырехфазной мостовой схемы выпрямления [19].

ЭДС фазы индукторного возбудителя может быть выражена через значения магнитных проводимостей воздушного зазора под зубцом и под пазом:

$$E_{\text{и}} = \sqrt{2} \pi p f \sum_{i=1}^N w l B_{\delta i} \delta_i k_{\delta i} k_{ri} k_o (\lambda_{3i} - \lambda_{\text{пп}}).$$

Выпрямленное напряжение холостого хода и ток КЗ будут равняться:

$$U_{d0} = \beta_u E_{\text{и}} = \sqrt{2} \pi p f \sum_{i=1}^N w l B_{\delta i} \delta_i k_{\delta i} k_{ri} k_o (\lambda_{3i} - \lambda_{\text{пп}});$$

$$I_{d\text{к}} = \frac{\beta_u \beta_i}{\mu_0 2 \sqrt{2}} \sum_{i=1}^N \frac{B_{\delta i} \delta_i k_{\delta i} k_{ri} (\lambda_{3i}^2 + \lambda_{\text{пп}}^2)}{\left[2 \left(\sum \lambda \right) (\lambda_{3i} + \lambda_{\text{пп}}) + \lambda_{3i} \lambda_{\text{пп}} \right]}.$$

Максимальная мощность возбудителя

$$P_{\text{макс}} = \frac{\pi p f l (\beta_u \beta_i)^2}{4 \mu_0} \sum_{i=1}^N \frac{B_{\delta i} \delta_i k_{\delta i} k_{ri} k_o (\lambda_{3i} - \lambda_{\text{пп}})^2 (\lambda_{3i} + \lambda_{\text{пп}})}{\left[2 \left(\sum \lambda \right) (\lambda_{3i} + \lambda_{\text{пп}}) + \lambda_{3i} \lambda_{\text{пп}} \right]}.$$

Как видно из полученного выражения, величина максимальной мощности совмещенного индукторного возбудителя зависит от разности магнитных проводимостей воздушного зазора под зубцом и под пазом, частоты токов якорной обмотки возбудителя, среднего значения индукции в воздушном зазоре, обмоточного коэффициента, коэффициента реакции вихревых токов, схемы соединения якорной обмотки, глубины пазов

якорной обмотки и не зависит от числа витков в катушках. Очевидно, что наиболее существенное влияние на величину мощности совмещенного индукторного возбудителя оказывает величина воздушного зазора и величина пазового раскрытия возбуждаемой синхронной машины. Уменьшение воздушного зазора и увеличение пазового раскрытия приведет к увеличению мощности совмещенного индукторного возбудителя. Возможность уменьшения воздушного зазора ограничивается соображениями механического порядка.

Исследования [16, 27] показывают, что величина коэффициента реакции вихревых токов зависит от глубины пазов якорной обмотки возбудителя. С увеличением глубины пазов размагничивающее влияние вихревых токов увеличивается, уменьшается величина ЭДС и выпрямленного напряжения якорной обмотки. Кроме того, с увеличением глубины пазов якорной обмотки увеличивается проводимость пазового рассеяния и возрастает суммарное индуктивное сопротивление якорной обмотки. Следовательно, для увеличения максимальной мощности совмещенного индукторного возбудителя необходимо применять по возможности более мелкие пазы якорной обмотки [21]. Частота токов якорной обмотки возбудителя зависит от частоты вращения возбуждаемой синхронной машины n и числа пазов статора z . Увеличить частоту токов якорной обмотки возбудителя для вновь проектируемой синхронной машины возможно за счет увеличения числа пазов, т. е. за счет увеличения числа пазов на полюс и фазу q . В то же время, необходимо учитывать, что при увеличении q уменьшается зубцовый шаг статора, уменьшается величина пазового раскрытия статора b_{p1} и уменьшается отношение b_{p1}/δ . Это, в свою очередь, приводит к уменьшению ЭДС якорной обмотки и уменьшению мощности возбудителя. Расчеты показывают, что уменьшение числа пазов на полюс и фазу приводит к увеличению максимальной мощности возбудителя, а увеличение числа пазов на полюс и фазу и, следовательно, увеличение частоты приводят к уменьшению максимальной мощности.

Результаты расчета мощности для различных значений длины воздушного зазора δ и различных значений намагничивающей силы обмотки возбуждения представлены на графиках рис. 5. Как видно из графиков рис. 5 коэффициент запаса совмещенного индукторного возбудителя по мощности $k_{\text{рыв}}$ больше единицы, когда значения максимальной мощности возбудителя расположены на графиках выше прямой $P_{\text{вн}} K_{\phi}^2$. В этом случае возбудитель обеспечивает требуемый запас по мощности при заданном коэффициенте форсировки ($K_{\phi}=2$). Это условие выполняется для зна-

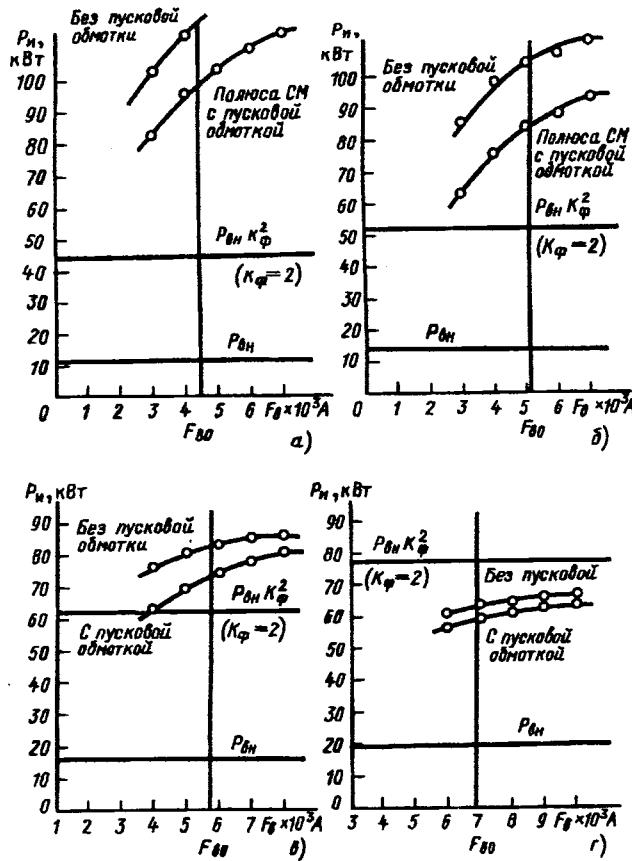


Рис. 5. Зависимость мощности совмещенного индукторного возбудителя от величины намагничивающей силы двигателей для различных значений воздушного зазора: *a* — $\delta_{\min}=2$ мм; *b* — $\delta_{\min}=2,5$ мм; *c* — $\delta_{\min}=3$ мм; *d* — $\delta_{\min}=3,7$ мм

чений воздушного зазора $\delta \leq 3,25$ мм для двигателя с пусковой обмоткой и для значений воздушного зазора $\delta \leq 3,4$ мм для двигателя без пусковой обмотки. Размер воздушного зазора двигателя СДК2-16-44-10 КУХЛ составляет $\delta = 3,7$ мм. В случае размещения на полюсном наконечнике возбуждаемой синхронной машины якорной обмотки индукторного возбудителя воздушный зазор, при котором приведенный воздушный зазор равен приведенному воздушному зазору базового двигателя, равняется $\delta = 3$ мм. Коэффициент запаса возбудителя по мощности при номинальном магнитном потоке в воздушном зазоре $k_{\text{рыв}}$ равняется 1,177.

Таким образом, согласно критерию (1) величина мощности совмещенного индукторного возбудителя является достаточной для двигателя СДК2-16-44-10 КУХЛ.

Для анализа возможности использования совмещенного ИВ для синхронных двигателей общепромышленного применения были рассмотрены широко применяемые серии СД (СД-2, СДН-2, СДКП-2, СДК-2, СДПМ-2), которые охватывают диапазон мощностей от 125 до 5000 кВт с частотой вращения от 250 до 1000 об/мин при

размерах воздушного зазора δ от 1,7 до 9,5 мм и относительной мощности возбуждения $\varepsilon = P_B/P_H$ в пределах от 0,025 до 0,029. Для каждой машины в соответствии с данными расчетной записи и изложенным выше подходом был определен коэффициент $k_{\text{прив}}$ при номинальном значении индукции, линейной нагрузки и кратности форсировки $k_{\Phi} = 2$. Выборка была представлена 161 машиной. На рис. 6 показана область возможного применения совмещенного ИВ. Пунктирная линия на рисунке разделяет область, где ИВ обеспечивает кратность форсировки $k_{\Phi} = 2$ от области, где ИВ не обеспечивает кратность форсировки $k_{\Phi} = 2$. Как видно из таблицы, в большинстве случаев (в 147 из 161) без применения специальных мер при совместном проектировании может быть обеспечена заданная кратность форсировки для каждой из машин указанных серий. При этом на конструкцию и технологию изготовления синхронных двигателей не накладываются ограничения. Анализ динамических режимов работы показывает, что система возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем не уступает по динамическим показателям применяемой для этих серий статической системы возбуждения [24]. Следует заметить, что здесь исследуется возможность применения индукторного возбудителя, целесообразность же его применения необходимо оценивать после технико-экономического сравнения с существующими типами возбудителей.

Область возможного применения ИВ для серий СД: СДН, СДНЗ, СДКП, СД, СДМП, СДК, СД

Номинальная мощность кВт	Номинальная частота вращения, об/мин																				
	3000		1500		1000		750		600		500		375		300		250				
	Номинальное напряжение, В																				
75	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
90	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
110	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
132	—	—	X	—	—	X	—	—	X	—	—	X	—	—	X	—	—	—	—	—	
160	—	—	X	X	—	X	X	—	X	X	—	⊗	—	⊗	—	⊗	—	—	—	—	
200	—	—	X	X	—	X	X	—	⊗	X	—	⊗	—	⊗	—	⊗	—	—	—	—	
250	—	—	X	X	X	—	⊗	X	X	—	⊗	X	X	—	⊗	⊗	X	—	—	—	
315	—	—	X	X	X	—	⊗	⊗	⊗	—	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	—	X	—	X	
400	—	—	—	X	X	—	—	—	⊗	—	—	⊗	—	—	⊗	—	—	X	—	X	
500	—	—	—	X	X	—	—	—	⊗	—	—	⊗	—	—	⊗	—	—	X	—	X	
630	X	X	—	—	⊗	—	—	—	⊗	—	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	X	⊗	X
800	X	X	—	—	⊗	⊗	—	—	X	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	X
1000	X	X	—	—	⊗	⊗	—	—	X	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
1250	X	X	—	—	X	X	—	—	X	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
1600	X	X	—	—	X	X	—	—	X	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
2000	X	X	—	—	X	X	—	—	X	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
2500	X	X	—	—	X	X	—	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
3200	X	X	—	—	X	X	—	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
4000	X	X	—	—	X	X	—	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗
5000	X	X	—	—	X	X	—	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	—	⊗	⊗	⊗	⊗

Примечание. X — ИВ не обеспечивает $k_{\Phi} > 2$; \otimes — ИВ обеспечивает $k_{\Phi} > 2$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

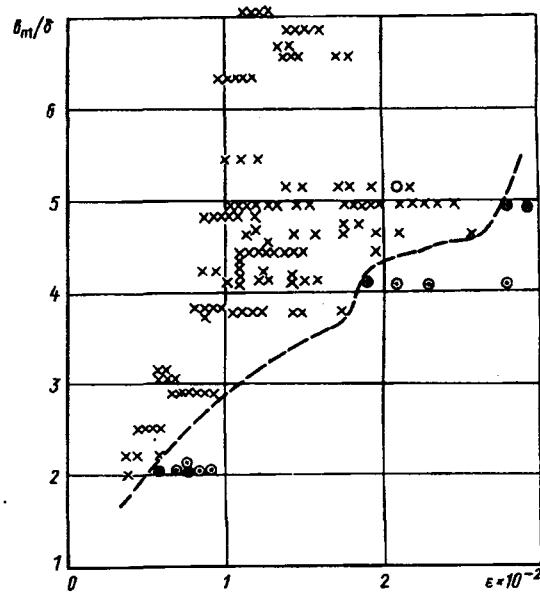


Рис. 6. Область применения бесщеточной системы возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем: $\varepsilon = P_B/P_H$ — относительная мощность возбуждения; b_{11}/d — отношение пазового раскрытия статора к минимальному воздушному зазору; \textcircled{x} — бесщеточная система возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем обеспечивает для данного двигателя кратность форсировки $k_{\Phi} = 2$; \textcircled{o} — бесщеточная система возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем не обеспечивает для данного двигателя кратность форсировки $k_{\Phi} = 2$

Выводы. 1. Проведенные исследования показывают, что существует область возможного применения бесщеточной системы возбуждения с совмещенным индукторным возбудителем для явнополюсных синхронных двигателей.

2. Для конкретного двигателя оценка возможности применения совмещенного индукторного возбудителя при заданных технических характеристиках может быть произведена на основании анализа электромагнитного поля в воздушном зазоре и при совместном проектировании возбуждаемого двигателя и возбудителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Загрядский В.И. Совмещенные электрические машины. — Кишинев: Картия Молдовеняскэ, 1974.
 2. Павлинин В.М., Сиунов Н.С. Оптимальные размеры и электромагнитные нагрузки одномашинного преобразователя частоты. — Изв. вузов. Электромеханика, 1962, № 12.
 3. Seguens H. Die Wicklungen elektrischen Maschinen. Bd 3. — Wien: Springer-Verlag, 1954.
 4. Павлинин В.М., Пластун А.Т., Липатов В.М. Влияние неравномерного воздушного зазора на работу совмещенных обмоток в генераторном режиме. — Электротехника, 1975, № 1.
 5. Саморегулирующиеся синхронные генераторы без щеток конструктивного ряда SGB — Проспект фирмы Hitzinger, № T1-402/1-1/5. 1977.
 6. Generating sets 122-562 kW powered by Gummens diesel engines. — Проспект фирмы PETBOW.
 7. Ас СССР 365779. Синхронная электрическая машина / В.Н. Бреев, Б.А. Делекторский, В.М. Павлинин, А.Т. Пластун
 8. Jokinen T. Utilisation of harmonics for self-excitation of a synchronous generator by placing an auxiliary winding in the rotor. — Acta Politechnica Scandinavica, Electrical engineering series, № 32, 1973.
 9. Наг. № 3757182 (США). Synchronous generator / B.J. Chalmers. Sept. 4, 1973.
 10. Ас. № 578807 (СССР). Синхронная машина с возбуждением от высших гармоник / А.Т. Пластун. Опубл. в БИ, 1982, № 27.
 11. Williamson A.C., Chalmers B.J. A Novel form of synchronous machine excitation. — Electr. Mash. and Electrotech, 1977, № 4.
 12. MagNet User Guide, 1988, Published by Infolytica Corporation, Montreal.
 13. New AC generator uses harmonics for excitation. — Mod. Power and Eng, 1969, vol. 63, № 12.
 14. Synchronous machine uses harmonics for excitation. — Electrical rev. (Gr.Britn.), 1973, vol. 193, № 13.
 15. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский, Ю.В. Абрамкин, А.И. Власов, В.А. Кузнецов. — М.: Энерготомиздат, 1986.
 16. Экспериментальное исследование влияния глубины паза на величину ЭДС проводников фазы якорной обмотки индукторного возбудителя, расположенных в пазах массивного индуктора / О.А. Бармин, В.И. Денисенко, А.Т. Пластун и др. // Уральский политехнич. ин-т. Свердловск, 1982, 22 с. Деп. в Информэлектро, 1982, Тщ 338 Эт-Д82.
 17. Некоторые результаты экспериментального исследования совмещенного бесщеточного индукторного возбудителя на физической модели / О.А. Бармин, В.И. Денисенко, А.А. Пульников и др. // Исследование параметров и характеристик электрических машин переменного тока. — Межвуз. сб. научн. тр. — Свердловск: изд-во Уральского политехнич. ин-та, 1983.
 18. Несимметричные режимы четырехфазного мостового выпрямителя совмещенного индукторного возбудителя синхронной машины / О.А. Бармин, В.И. Денисенко, В.М. Липатов и др. // Исследование параметров и характеристик электрических машин переменного тока. Межвуз. сб. научн. тр. — Свердловск: изд-во Уральского политехнич. ин-та, 1983.
 19. Карташов В.Т., Липатов В.М. Внешние характеристики и расчетные коэффициенты четырехфазных схем выпрямления // Исследование параметров и характеристик электрических машин переменного тока. Межвуз. сб. научн. тр. — Свердловск: изд-во Уральского политехнич. ин-та, 1983.
 20. Выбор структуры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя / Бармин О.А., Денисенко В.И., Пластун А.Т. и др. // Сб. материалов научно-техн. конф. Уральского политехнич. ин-та. Секция электрические машины. Свердловск, 1984, с. 15—20. Деп. в Информэлектро. 1984, № 288 Эт-Д184.
 21. Синхронный двигатель с совмещенным индукторным возбудителем бесклинновой конструкции / Пластун А.Т., Денисенко В.И., Пульников А.А. и др. // Электрические машины с разомкнутым магнитопроводом в технологии и при-
- воде. Межвуз. сб. научн. тр. — Свердловск; Уральский политехнич. ин-т, 1988.
22. Совмещенный индукторный возбудитель синхронных двигателей А.Т. Пластун, В.И. Денисенко, А.А. Пульников и др. // Проектирование и исследование систем возбуждения мощных синхронных машин. — Л.: ВНИИЭлектромаш, 1989.
23. Пульников А.А. ЭДС и параметры якорной обмотки совмещенного индукторного возбудителя // Электрические машины и машинно-вентильные системы / Свердловский инж.-пед. ин-т. Свердловск, 1989.
24. Математическая модель синхронных машин с совмещенным индукторным возбудителем для исследования динамических режимов / А.Т. Пластун, В.И. Денисенко, Ю.А. Онучин и др. // Электрические машины и электрические системы. Перм. политехнич. ин-т. Пермь, 1990.
25. Денисенко В.И., Пластун А.Т. Алгоритм определения ЭДС совмещенного индукторного возбудителя синхронных двигателей // Электрические машины и электромашинные системы // Пермский гос. техн. ун-т. Пермь, 1993.
26. Пластун А.Т., Онучин Ю.А., Колупаев В.П. Пакет программ расчета магнитного поля синхронного двигателя с индукторной системой возбуждения // Электрические машины и электромашинные системы / Пермский гос. техн. ун-т. Пермь, 1993.
27. Пульников А.А. Электромагнитное поле зубцовой зоны синхронной машины с массивными полюсами, с совмещенным индукторным возбудителем: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Свердловск, 1984.
28. Пластун А.Т. Бесщеточные совмещенные возбудительные устройства синхронных машин (Обобщение теории, разработка и применение): Автореф. дис. ... докт. техн. наук. Свердловск, 1985.
29. Читечян В.И., Гаспарян К.Р. Расчет ЭДС дополнительной обмотки бесконтактной синхронной машины с совмещенным индукторным возбуждением. — Электротехника, 1983, № 8.
30. Алексеев М.М. Машины генераторы повышенной частоты. — Л.: Энергия, 1967. 344 с.
31. Проектирование электрических машин / И.П. Копылов, Ф.А. Горяинов, Б.К. Клоков и др.; Под ред. Копылова И.П. — М.: Энергия, 1980.

[08.12.94]

Авторы: Пульников Андрей Афанасьевич окончил Уральский политехнический институт (УПИ) в 1976 г. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Электромагнитное поле зубцовой зоны синхронной машины с массивными полюсами, с совмещенным индукторным возбудителем» в УПИ. Докторант кафедры электрических машин Уральского государственного технического университета (УГТУ, бывш. УПИ)

Пластун Анатолий Трофимович окончил УПИ в 1961 г. Докторскую диссертацию на тему «Бесщеточные совмещенные возбудительные устройства синхронных машин (Обобщение теории, разработка и применение)» защитил в УПИ в 1986 г. Заведующий кафедрой электрических машин УГТУ.

Денисенко Виктор Иванович окончил УПИ в 1962 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и расчет перенапряжений на вентилях в системах фазового коммутации в асинхронных режимах синхронного генератора» защитил в 1971 г. в УПИ. Ведущий научный сотрудник проблемной лаборатории электрических машин УГТУ.

Фриман Э.М. Профессор Империал Колледжа, Лондон, Великобритания, доктор философии (Phd), действительный член Американского института инженеров-электриков (IEEE).

Эквивалентные сопротивления и ЭДС двухроторных электрических машин в динамических режимах

ТОПОРКОВ В.П., ФЕДОТОВ Е.В.

Предложены схемы замещения и аналитические выражения эквивалентных сопротивлений и векторные диаграммы эквивалентных ЭДС в динамических режимах двухроторных электрических машин. Порядок их получения может быть использован применительно к любой многоконтурной машине с несколькими воздушными зазорами, с магнитными или немагнитными сердечниками.

Ключевые слова: двухроторные электрические машины, динамические режимы

В теории и при инженерных расчетах электрических машин широко используются эквивалентные (или фиктивные) расчетные переходные и сверхпереходные ЭДС и сопротивления контуров, позволяющие находить решение ряда задач в общем виде и рассчитывать без интегрирования дифференциальные уравнения. Такой математический аппарат хорошо разработан для традиционных машин с ферромагнитными сердечниками и, как правило, с одним-двумя контурами на роторе [1 и 2].

Цель данной работы — предложить схемы замещения и аналитические выражения эквивалентных сопротивлений и векторные диаграммы эквивалентных ЭДС двухроторных сверхпроводниковых электрических машин (ДСЭМ) в динамических режимах. Порядок их получения может быть применен к любой многоконтурной машине, имеющей несколько воздушных зазоров, а также магнитные и немагнитные сердечники.

Из [3—9], например, известно, что ДСЭМ синхронно-асинхронного типа (ДСАМ) с синхронным и асинхронным роторами или синхронно-синхронного типа (ДССМ) с двумя синхронными роторами в едином активном ядре имеют два воздушных зазора при полностью или частично отсутствующих магнитных сердечниках, что обуславливает неравномерное распределение магнитного поля и по пути рассеяния, и по пути взаимоиндукции контуров.

Для определения сопротивления самоиндукции фазы статора в различных динамических режимах будем исходить из обычного представления о нем, как о коэффициенте пропорциональности между потокосцеплением самоиндукции контура и током в нем. Рассмотрим распределение потокосцеплений самоиндукции фазы статора в установившемся и динамических режимах на примере режима, когда статор ДСАМ включен на напряжение сети, оба ротора вращаются с синхронной скоростью, а напряжение на сверхпроводниковой обмотке возбуждения (СОВ) равно нулю. Для повышения универсальности анализа примем конструктивный вариант ДСАМ с наибольшим числом контуров: трехфазной обмоткой статора, короткозамкнутой обмоткой рабочего

Equivalent circuit and analytical expressions for equivalent reactances and vector diagrams of equivalent EMF under dynamic regimes of double-rotor electrical machines are proposed. The procedure of their obtaining can be applied for any multimeshed machine with several air-gaps, magnetic or non-magnetic cores.

Ключевые слова: *double-rotor electrical machine, equivalent circuit, equivalent reactance, vector diagram, dynamic regime*

асинхронного ротора и тремя контурами на свободном синхронном роторе-СОВ, демпферным (наружным, «теплым») и электромагнитным (в холодной зоне) экранами. Для упрощения анализа пренебрежем активным сопротивлением фазы статора, что позволит считать ток в фазе после подключения к сети индуктивным, а поток реакции якоря действующим по продольной оси ротора d . Угол нагрузки и коэффициент мощности равны нулю. Заметим, что режим короткого замыкания с холостого хода будет зеркально симметричным в отношении векторов тока и ЭДС статора. Для наглядности представим каждый из контуров статора и ротора одним витком. Такое представление корректно для многофазной обмотки. Например, в момент времени, когда ток в одной из фаз достигает амплитудного значения и направление результирующей МДС обмотки совпадает с направлением МДС фазы, всю обмотку можно представить одной этой фазой, а саму фазу — одним витком с соответственно увеличенным током для сохранения неизменной результирующей МДС статора.

В соответствии с принятыми условиями на рис. 1 представлены взаимное расположение контуров статора (a) и роторов (D — демпферный экран, \mathcal{E} — электромагнитный экран, f — СОВ, r — рабочий ротор), а также распределение магнитного потока самоиндукции якоря в установившемся режиме (сплошные линии со стрелками). Радиальные расстояния между контурами и продольной осью d синхронного ротора обозначены магнитными проводимостями и индуктивными сопротивлениями, соответствующими составляющим магнитного потока самоиндукции обмотки статора, которые проходят через данные участки активного ядра машины. Схема на рис. 1 и последующие соответствуют конструктивной схеме ДСАМ с расположением синхронного ротора с СОВ между статором и рабочим асинхронным ротором, демпферный и электромагнитный экраны являются внешними по отношению к СОВ. Для других конструктивных схем ДСАМ, ДССМ и аналогичных машин общность дальнейшего анализа сохраняется, изменяются лишь число контуров, их назначение и взаимное

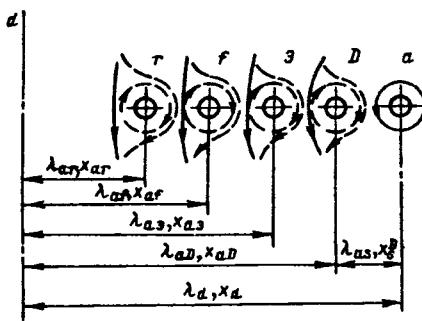


Рис. 1. Распределение магнитного потока реакции якоря в установившихся и переходных режимах

расположение.

Будем использовать следующие обозначения для индуктивных сопротивлений контуров ДСАМ (реальных сопротивлений синхронных и взаимоиндукции и условных сопротивлений рассеяния):

$$x_d - x_{ai} = x_s^i; \quad x_i - x_{ia} = x_{is}^a; \quad i = D, \mathcal{E}, f, r. \quad (1)$$

Верхние индексы в (1) показывают, относительно какого из контуров рассматривается магнитное рассеяние данного контура.

При проведении всех роторных контуров к статору $x_{ai} = x_{ia}$.

Соотношениям (1) и рис. 1 соответствуют схема замещения синхронного индукторного сопротивления фазы статора (рис. 2, а без элементов, обведенных штрихпунктирными линиями) и векторная диаграмма внутренних ЭДС по продольной оси d (рис. 2, б) в установившемся режиме короткого замыкания двухроторного синхронно-асинхронного генератора (ДСАГ) при пренебрежении активным сопротивлением статора ($r=0, U=0, \varphi=\psi=-\frac{\pi}{2}, I_d=-I_m$). Как указывалось, этому режиму зеркально симметричен установившийся режим включения невозбужденного ДСАГ на напряжение сети ($I_f=0, \omega_f=\omega_r=\omega_c, U_m=-E_m, I_d=I_m$). На диаграмме обозначения E_{sd}^i ($i=D, \mathcal{E}, f, r$) соответствуют внутренним ЭДС, E_{mk} — ЭДС за синхронным сопротивлением фазы статора x_d в режиме короткого замыкания при $r=0$. В этом режиме при принятых допущениях векторная диаграмма внутренних ЭДС является одновременно векторной диаграммой падений напряжения от продольной составляющей тока статора I_d на соответствующих индуктивных сопротивлениях. Естественно полагать, что при принятых допущениях для режима «глухого КЗ» по-перечная составляющая тока статора $I_q=0$, поэтому и схема замещения сопротивления статора и векторная диаграмма ЭДС по оси q не имеют смысла. При работе же ДСАГ на нагрузку или ДСАД от сети $U \neq 0, I_q \neq 0$. Для этих режимов схема замещения синхронного сопротивления фазы статора по поперечной оси и векторная диаграмма падений напряжения от поперечной со-

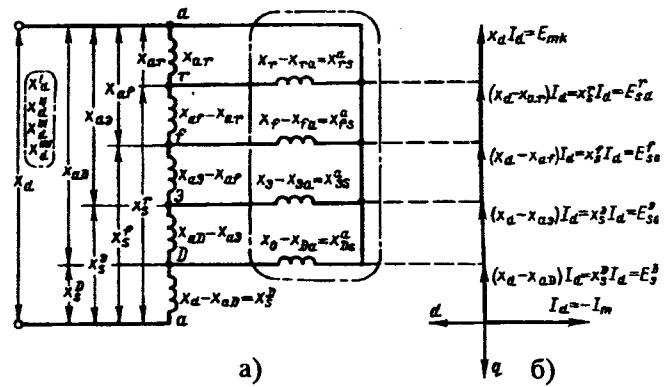


Рис. 2. Схема замещения сопротивлений (а) и векторные диаграммы внутренних ЭДС (б) фазы статора ДСАМ по оси d в установившемся и переходных режимах

ставляющей тока статора I_q на соответствующих индуктивных сопротивлениях аналогичны рис. 2, а и б при замене индексов d на q и исключении контура СОВ.

Из рис. 2, а и б следует, что внутренние ЭДС E_s^i и их составляющие по осям d и q являются по своему физическому смыслу результирующими ЭДС, или ЭДС «зазора» между фазой статора и соответствующим контуром ротора, или, что то же самое, ЭДС за индуктивным сопротивлением рассеяния фазы статора по отношению к соответствующему контуру ротора.

Если учесть, что основными составляющими всех переходных и сверхпереходных сопротивлений контуров даже для обычных машин с ферромагнитными сердечниками являются индуктивные сопротивления рассеяния, то векторные диаграммы типа рис. 2, б можно считать первым приближением векторных диаграмм эквивалентных ЭДС: E_q' — ЭДС за переходным (x_d), E_q'' — ЭДС за сверхпереходным (x_d''), E_q''' — ЭДС за суперсверхпереходным (x_d'''), $E_q^{''''}$ — ЭДС за суперсуперсверхпереходным ($x_d^{''''}$) индуктивным сопротивлением фазы статора и т. д. Аналогично схемы замещения типа рис. 2, а в зависимости от учета отдельных или всех роторных контуров могут рассматриваться в качестве первого приближения схем замещения индуктивных сопротивлений фазы статора: $x_d' \approx x_s^i$ — при учете влияния свободных процессов только в контуре асинхронного ротора; $x_d'' \approx x_s^f$ — при учете асинхронного ротора и ротора с СОВ; $x_d''' \approx x_s^D$ — при учете дополнительно электромагнитного (холодного) экрана; $x_d^{''''} \approx x_s^D$ — при учете всех роторных контуров, включая демпферный («теплый») экран.

Терминология с приставками «супер» соответствует уже используемому в зарубежной литературе принципу.

Следует иметь в виду, что число штрихов в верхних индексах величин x и E в отличие от латинских букв характеризует временные участки всего переходного процесса. Поэтому принятые выше приближенные равенства соответствуют только определенному наиболее нагляд-

ному для предварительного анализа соотношению между значениями постоянных времени контуров: $T_d < T_\vartheta < T_f < T_r$. Другие варианты этих соотношений, в том числе и наиболее реальные, рассмотрим ниже.

Из приведенного анализа соотношений, представленных на рис. 2, а и б, очевидно, что во всех случаях $x_s^i < x_d^n$ и, следовательно, $E_s^i < E_d^n$, где $i=D, \vartheta, f, r$; n — число штрихов, поэтому при расчетах погрешности от указанного допущения очевидны, и сами допущения были бы неоправданными.

Более точные схемы замещения сопротивлений x_d^n , x_q^n и векторные диаграммы ЭДС E_d^n , E_q^n получим, если учтем не рассматривавшуюся до сих пор обведенную штрихпунктирным контуром правую часть рис. 2. Она отражает «эффект вытеснения» потока реакции якоря с пути взаимоиндукции якоря с контурами роторов на путь магнитного рассеяния роторных контуров в переходных процессах после динамических возмущений со стороны статора.

На рис. 1 этот эффект отображен пунктирными силовыми линиями магнитных потоков при раздельном взаимодействии потока реакции якоря с потоком каждого из роторных контуров. На участках переходного процесса, когда в каких-либо или во всех одновременно контурах в соответствии с законом о постоянстве потокосцеплений действуют всплески свободных составляющих токов, поток реакции якоря «вытесняется» на результирующие пути рассеяния контуров ротора. Поэтому распределение потоков реакции и рассеяния якоря в машине в течение всего динамического режима будет изменяться. Следовательно, будет изменяться и схема замещения эквивалентных сопротивлений.

Схема замещения, представленная на рис. 2, а, в полном виде соответствует начальному периоду после возмущения исходного установившегося режима, когда во всех роторных контурах свободные процессы наиболее интенсивны, т. е. суперсверхпереходному временному участку динамического режима. В этот момент эквивалентное сопротивление схемы замещения фазы статора по оси d имеет значение:

$$x_d^{''''} = x_d - x_{ad} + \frac{1}{x_d - x_{Da}} + \frac{1}{x_{ad} - x_{a\vartheta}} + \frac{1}{x_{a\vartheta} - x_{af}} + \frac{1}{x_{af} - x_{ar}} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}}$$

При отсутствии демпферного контура или после быстрого затухания в нем свободных процессов, т. е. в суперсверхпереходном режиме, схема замещения сохраняет вид, но участок схемы

с сопротивлением $x_D - x_{Da} = x_{Ds}^a$ разомкнут. В этом режиме поток рассеяния статора захватывает всю область зазора между якорем и электромагнитным экраном с магнитной проводимостью $\lambda_s^3 = \lambda_{aa} - \lambda_{a\vartheta}$, а поток взаимоиндукции распространяется по пути рассеяния всех роторных контуров, кроме демпферного. В соответствии со схемой суперсверхпереходное сопротивление контура статора по оси d определяется выражением

$$x_d^{'''} = x_d - x_{a\vartheta} + \frac{1}{x_{a\vartheta} - x_{af}} + \frac{1}{x_{af} - x_{ar}} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}} + \frac{1}{x_{af} - x_{ar}} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}}. \quad (3)$$

Последовательно исключая из полной схемы замещения контуры электромагнитного экрана, СОВ и асинхронного ротора, получим схемы замещения и аналитические выражения для сверхпереходного, переходного и установившегося режимов:

$$x_d^{''} = x_d - x_{af} + \frac{1}{x_{af} - x_{ar}} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}} + \frac{1}{x_{ra} - x_{ar}}; \quad (4)$$

$$x_d' = x_d - x_{ar} + \frac{1}{x_{ar} - x_{ra}} = x_s^r + x_{ar}'; \quad (5)$$

$$x_d = x_s^r + x_{ar}. \quad (6)$$

В выражении (5) для x_d' составляющая

$$x_{ar}' = \frac{1}{\frac{1}{x_{ar} - x_{ra}} + \frac{1}{x_{ra} - x_{ar}}} = \frac{1}{\frac{1}{x_{ar}^a} + \frac{1}{x_{ra}^a}} = \frac{x_{ar}^a x_{ra}}{x_{ar}^a + x_{ra}^a} \quad (7)$$

физически представляет собой эквивалентное индуктивное сопротивление участка схемы замещения, пропорциональное магнитной проводимости для потока реакции якоря в конструктивной зоне рабочего асинхронного ротора.

В выражениях (2)–(4) для $x_d^{''''}$, $x_d^{'''}$, x_d'' третьи составляющие справа от равенств, имеющие вид дроби, по своему физическому смыслу аналогичны сопротивлению x_{ar}' , но соответствуют каждое своему участку схемы замещения и своей конструктивной зоне активного ядра машины. Таким образом, все уравнения (2)–(7) можно представить в виде

$$x_d^n = x_s^i + x_{ai}^n, \quad (8)$$

где $i=r, f, \vartheta, D$; n — число штрихов.

В зависимости от назначения ДСАМ их кон-

структурные схемы и электромагнитные параметры могут существенно различаться. Например, в [4] рассматриваются два реальных варианта конструкции: в одном асинхронный рабочий ротор расположен в центре активного ядра машины, СОВ — между ним и статором; в другом СОВ — внутри, рабочий ротор между ней и статором. Изменяются и соотношения между постоянными временем контуров. В любом случае рассмотренный выше принцип получения эквивалентных схем и аналитических выражений эквивалентных сопротивлений сохраняется, хотя каждый из вариантов будет иметь свои особенности. Для сравнения с рассмотренным выше проанализируем еще один из вариантов: взаимное расположение контуров соответствует рис. 1, соотношения между постоянными временем контуров — $T_r < T_D < T_\vartheta < T_f$. В этом случае эквивалентная схема и формула для сопротивления x_d''' не изменяются и соответствуют рис. 2, а и выражению (2). Для переходного, сверхпереходного и суперсверхпереходного сопротивлений схемы и выражения получим, оставляя в схеме рис. 2, а только цепи с индуктивными сопротивлениями рассеяния тех роторных контуров $x_{is}^a = x_i - x_{ia}$, которые на данном временном участке процесса остаются возбужденными.

Так, в переходном режиме, когда условно только в одном роторном контуре — СОВ, имеющей наибольшую постоянную времени, свободные процессы еще не затухли (другие роторные контуры можно условно считать отсутствующими), эквивалентная схема и соответствующее ей выражение переходного сопротивления будут иметь вид рис. 3, а и выражения (9):

$$x_d' = x_s^f + x_{af}'; \quad (9)$$

$$x_{af}' = \frac{1}{\frac{1}{x_{fs}^a} + \frac{1}{x_{af}}}.$$

Сверхпереходному режиму, в котором учитываются свободные процессы в СОВ и электромагнитном экране, соответствуют схема рис. 3, б и выражение (10):

$$x_d'' = x_s^{\vartheta} + x_{a\vartheta}''; \quad (10)$$

$$x_{a\vartheta}'' = \frac{1}{\frac{1}{x_{\vartheta s}^a} + \frac{1}{x_{a\vartheta} - x_{af} + x_{af}'}}.$$

Наконец, в суперсверхпереходном режиме, когда учитываются свободные процессы в СОВ, электромагнитном и демпферном экранах (рис. 3, в),

$$x_d''' = x_s^D + x_{aD}'''; \quad (11)$$

$$x_{aD}''' = \frac{1}{\frac{1}{x_{Ds}^a} + \frac{1}{x_{aD} - x_{a\vartheta} + x_{a\vartheta}'''}}.$$

Если постоянные времени каких-либо ротор-

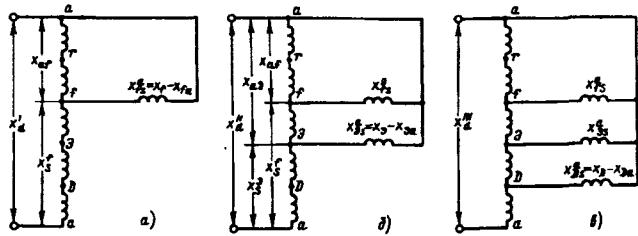


Рис. 3. Схемы замещения: а — переходного сопротивления; б — сверхпереходного сопротивления; в — суперсверхпереходного сопротивления

ных контуров численно одинаковы, то число временных участков переходного процесса и соответственно составляющих, например тока короткого замыкания, сокращается. Так, при $T_D = T_r < T_\vartheta < T_f$ исключаются суперсуперсверхпереходная составляющая и, естественно, сопротивление x_d''' . Но при этом сопротивлению x_d'' будут соответствовать полная схема замещения (рис. 2) и выражение (2), принадлежавшие x_d''' при любых соотношениях между T_i . Схема и формулы для x_d' и x_d'' при этом не изменятся. Физически же, поскольку число контуров, число уравнений и их решений, описывающих процессы в машине, сохраняется, то сохраняется и общее число составляющих в токе статора. Но две из них имеют одинаковые частоты, фазы и длительности затухания. Схема замещения эквивалентного сопротивления на этом начальном участке переходного процесса отражает эту особенность наличием двух контуров, которые одновременно размыкаются при переходе на следующий временной участок.

Схемы замещения и аналитические выражения для эквивалентных сопротивлений по поперечной оси $x_q', x_q'', x_q''', x_q''''$ получаются аналогичным методом. Следует только учесть, что при отсутствии СОВ по поперечной оси значения двух из этих сопротивлений одинаковы: при $T_D < T_\vartheta < T_f < T_r$ $x_q' = x_q''$; при $T_r < T_D < T_\vartheta < T_f$ $x_q' = x_q''$, как у обычных синхронных машин.

При принятом физическом смысле и полученных выше аналитических выражениях эквивалентных сопротивлений фазы статора сохраняется и физический смысл соответствующих эквивалентных ЭДС. Это амплитуды таких ЭДС, которые надо было бы индуцировать в фазе статора для обеспечения заданного режима (по напряжению, току, коэффициенту мощности), если бы значение сопротивления фазы статора равнялось значению не фактического синхронного сопротивления, а соответствующего эквивалентного. В соответствии с этим физическим определением математические определения эквивалентных ЭДС для любых режимов работы ДСАМ имеют вид уравнений (12), (13) и (14), а векторная диаграмма эквивалентных ЭДС для режима работы ДСАГ, например на активную нагрузку, представлена на рис. 4:

$$\left. \begin{array}{l} E'_q = E_m + (x_d - x'_d) I_d; \\ E''_q = E_m + (x_d - x''_d) I_d; \\ E'''_q = E_m + (x_d - x'''_d) I_d; \\ E''''_q = E_m + (x_d - x''''_d) I_d; \end{array} \right\} \quad (12)$$

$$\left. \begin{array}{l} E'_d = (x_q - x'_q) I_q; \\ E''_d = (x_q - x''_q) I_q; \\ E'''_d = (x_q - x'''_q) I_q; \\ E''''_d = (x_q - x''''_q) I_q; \end{array} \right\} \quad (13)$$

$$\left. \begin{array}{l} \bar{E}' = \bar{E}'_q + \bar{E}'_d; \\ \bar{E}'' = \bar{E}''_q + \bar{E}''_d; \\ \bar{E}''' = \bar{E}'''_q + \bar{E}'''_d; \\ \bar{E}'''' = \bar{E}''''_q + \bar{E}''''_d. \end{array} \right\} \quad (14)$$

В этом случае векторные диаграммы внутренних ЭДС (рис. 2,б) превращаются во фрагменты векторных диаграмм эквивалентных ЭДС (рис. 4), если заменить соответственно обозначения ЭДС и индуктивных сопротивлений при токах, а начало координат диаграммы рис. 2,б совместить с концом вектора \bar{E} диаграммы рис. 4. В частном случае для режима «глухого» короткого замыкания ДСАГ ($U=0, r=0$) векторная диаграмма рис. 2,б при указанной замене обозначений превратится в диаграмму эквивалентных ЭДС.

Оценка достоверности и точности полученных результатов проведена следующими методами. Во-вторых, для различных вариантов значений параметров контуров ДСАМ значения переходных и сверхпереходных сопротивлений, рассчитываемых известными методами наиболее строго и точно при наличии двух контуров на роторах, определены также по предлагаемым в статье схемам и формулам. Расхождение результатов не превысило 1%. Во-вторых, проведено сравнение результатов расчетов максимальных значений отклонений режимных параметров ДСАМ с четырьмя контурами на роторах в переходных процессах по полным уравнениям на ЦВМ и по аналитическим выражениям на основе полученных значений эквивалентных сопротивлений и ЭДС. Совпадение результатов вполне удовлетворительное. Например, для варианта параметров ДСАМ (в относительных единицах и секундах соответственно) $x_d=0,35; x_{ad}=0,2; x_{a\vartheta}=0,15; x_{af}=0,13; x_D=0,3; x_{ar}=0,05; x_\vartheta=0,3; x_f=0,3; x_r=0,27; T_{d0}=40; T_D=0,03; T_\vartheta=1; T_f=0,03$ предлагаемым методом получены значения $x'_d=0,2937; x''_d=0,2577; x'''_d=0,2015$ (x''''_d отсутствует, так как $T_r=T_D$). Результат расчета ударного значения тока КЗ на ЦВМ по полным уравнениям машины составил 7,34 отн. ед., по уравнению на основе эквивалентных сопротивлений с учетом затухания составляющих — 7,30 отн. ед., расхождение результатов — менее 1%.

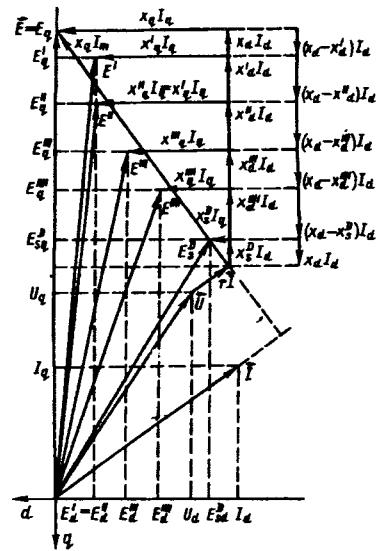


Рис. 4. Векторные диаграммы эквивалентных ЭДС ДСАМ

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казовский Е.Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1962.
2. Данилевич Я.Б., Чубраева Л.И. Новые конструкции генераторов и проблемы их создания. — С.-Пб.: Наука, 1993.
3. Иосифян А.Г., Арешян Г.Л. Теория синхронно-асинхронной машины с дуальной системой возбуждения. — Докл. АН Арм. ССР, 1976, т. 63, № 2.
4. Коварский М.Е., Рубинраут А.М. Анализ электромеханических процессов в двухроторных криогенных электрических машинах. — Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 6.
5. Казовский Е.Я., Сигаев В.Е. Двухроторные машины переменного тока со сверхпроводящей обмоткой возбуждения. — Электротехника, 1984, № 3.
6. Топорков В.П., Топорков В.В., Косякин Ю.П. Векторная диаграмма двухроторной электрической машины. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1982, № 2.
7. Топорков В.П., Топорков В.В. Электромагнитный момент двухроторных электрических машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 3.
8. Топорков В.В. Круговая диаграмма двухроторной сверхпроводниковой синхронной машины. — Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 11.
9. Косякин Ю.П., Цейтлин Л.А. Синхронные машины с немагнитным ротором. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.

[26.11.95]

Авторы: Топорков Владимир Петрович окончил электротехнический факультет Высшего военно-морского инженерного училища в 1950 г., электротехнический факультет Военно-морской академии кораблестроения и вооружения (ВМАКВ) в 1960 г. В 1972 г. В ВМАКВ защитил кандидатскую диссертацию, посвященную исследованию устойчивости и резонансных свойств системы параллельно работающих генераторных агрегатов. Профессор кафедры электроэнергетических систем кораблей Военно-морской академии им. Н.Г. Кузнецова (ранее ВМАКВ), Санкт-Петербург.

Федотов Евгений Вениаминович окончил электротехнический факультет Высшего военно-морского инженерного училища в 1979 г., кораблестроительный факультет Военно-морской академии в 1988 г. Преподаватель кафедры электроэнергетических систем кораблей Военно-морской академии им. Н.Г. Кузнецова, Санкт-Петербург.

Определение параметров и угла нагрузки синхронных микродвигателей

ОСИН И.Л., МОЩИНСКИЙ Ю.А.

Излагается метод определения индуктивных параметров синхронных двигателей: с постоянными магнитами и реактивными. По данным измерений, проведенных в установившемся режиме работы, графически определяются характерные углы нагрузки и рассчитываются индуктивные параметры x_d и x_q .

Ключевые слова: синхронный микродвигатель, угол нагрузки, индуктивные параметры

При экспериментальных исследованиях синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) и синхронных реактивных двигателей (СРД) наибольшие трудности возникают при определении синхронных индуктивных сопротивлений якоря по продольной и поперечной осям ротора (x_d и x_q) и угла нагрузки (θ). Другие параметры могут быть определены известными методами, используемыми при испытании асинхронных машин [1].

При исследовании крупных синхронных машин с электромагнитным возбуждением для опытного определения параметров x_d и x_q используется, как известно, опыт малого скольжения [2], а для измерения угла нагрузки применяются различного рода дополнительные устройства, позволяющие сравнивать фазовый угол питающего напряжения с аналогичным углом сигнала от датчика положения ротора [3]. Применение указанных способов к двигателям малой мощности приводит к значительным погрешностям из-за большого активного сопротивления обмоток статора. Для СДПМ опыт малого скольжения не может быть применен принципиально, так как не удается устранить возбуждение со стороны ротора. Все это приводит к необходимости определять параметры и угол нагрузки синхронных микродвигателей непосредственно из рабочего режима. При этом исключается влияние короткозамкнутых пусковых обмоток ротора.

В основу опытного определения параметров и угла нагрузки синхронных микродвигателей при симметричном питании положены векторные диаграммы токов и напряжений (рис. 1). В отличие от асинхронных машин, режим работы которых однозначно определяется скольжением, в синхронных двигателях в качестве независимой переменной, характеризующей нагрузку, могут быть приняты углы θ , θ_e , ψ , β . На практике наиболее широко в качестве угла нагрузки используется θ — угол между поперечной осью ротора и вектором напряжения питания. Угол нагрузки принимается положительным, когда вектор напря-

A method for determining inductive parameters of PM and reluctance synchronous motors is described. Using data of measurement, performed in steady-state conditions, characteristic load angles are determined graphically and formulae are proposed for calculating machine inductive parameters x_d and x_q .

Key words: synchronous micromotor, inductive parameters, load angle, calculating

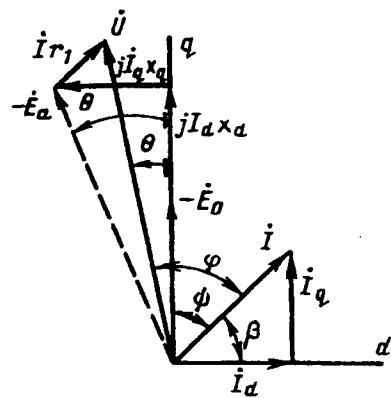


Рис. 1. Векторная диаграмма СДПМ

жения опережает поперечную ось q . Из векторной диаграммы СДПМ можно получить следующие выражения индуктивных сопротивлений якоря:

$$x_d = \frac{U \cos \theta - Ir_1 \cos(\varphi - \theta) - E_0}{I \sin(\varphi - \theta)}; \quad (1)$$

$$x_q = \frac{U \sin \theta + Ir_1 \sin(\varphi - \theta)}{I \cos(\varphi - \theta)}. \quad (2)$$

Здесь U , I , E_0 — значения фазных напряжения, тока, ЭДС холостого хода; r_1 — активное сопротивление фазы статора. Для того чтобы избежать измерения входящего в (1), (2) угла нагрузки, предлагается с помощью приводного двигателя постоянного тока установить частные режимы работы испытуемого двигателя. Так, в режиме идеального холостого хода (рис. 2, а) угол $\psi = \pi/2$, ток $I = I_d$, угол $\theta_d = \varphi_d - \pi/2$, следовательно,

$$x_d = (U \sin \varphi_d - E_0)/I. \quad (3)$$

Установить точно режим идеального холостого хода довольно сложно. Однако, учитывая, что в этом режиме $U \cos \varphi = Ir_1$, можно найти его графоаналитическим способом — по пересечению кривых $U \cos \varphi = f(P_1)$ и $Ir_1 = f(P_1)$, где P_1 — потребляемая фазой мощность (рис. 3).

Угол φ_d определяется по известному выражению:

$$\varphi_d = \arccos \{P_{1d}/(UL)\}.$$

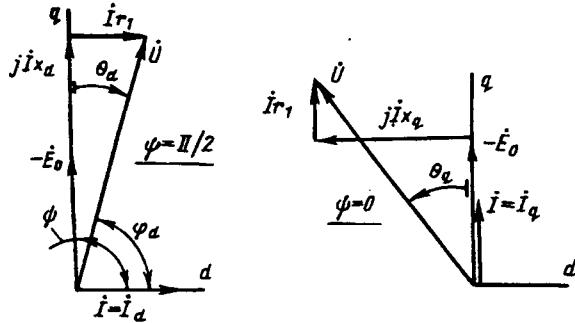


Рис. 2. Векторные диаграммы СДПМ для углов нагрузки: а — $\psi = \pi/2$; б — $\psi = 0$

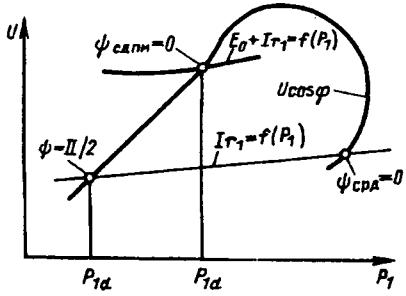


Рис. 3. Графическое определение углов ψ

Рассчитав по (3) x_d , нетрудно из (1) найти выражение для угла нагрузки:

$$\theta = \arcsin(E_0/A) - \alpha, \quad (4)$$

где

$$A = \sqrt{U^2 + (Ix_d)^2 + (Ir_1)^2 - 2U(Ix_d \sin \varphi + Ir_1 \cos \varphi)}; \quad (5)$$

$$\alpha = \arctg \frac{U - Ix_d \sin \varphi - Ir_1 \cos \varphi}{Ix_d \cos \varphi - Ir_1 \sin \varphi}. \quad (6)$$

Нагружая испытуемый двигатель, можно достигнуть режима, когда продольная составляющая тока якоря отсутствует (рис. 2, б), ток $I = I_q$, углы нагрузки принимают значения $\psi = 0$, $\theta_q = \varphi_q$ и, следовательно,

$$x_q = U \sin \varphi_q / I. \quad (7)$$

Этот режим характеризуется равенством $U \cos \varphi = E_0 + Ir_1$. Углу φ_q соответствует точка пересечения кривой $U \cos \varphi = f(P_1)$ с кривой $(E_0 + Ir_1) = f(P_1)$ (см. рис. 3).

Определив x_q , можно из (2) получить более простое выражение для расчета угла нагрузки:

$$\theta = \arctg \frac{Ix_q \cos \varphi - Ir_1 \sin \varphi}{U - Ix_q \sin \varphi - Ir_1 \cos \varphi}. \quad (8)$$

Полученные выше выражения справедливы и для СРД, если в них принять $E_0 = 0$. Однако следует отметить, что установить с помощью машины постоянного тока для СРД режим, когда ток $I = I_q$ не представляется возможным, так как двигатель при $\psi = 0$ находится в зоне неустойчивой работы. Указанный режим СРД может быть установлен, если в качестве приводной и нагруз-

чной машины применить СДПМ большей мощности. Но это, как показано в [1, 3], усложняет испытательный стенд. Поэтому при исследовании СРД сначала определяют по (3) x_d из режима идеального холостого хода, затем, учитывая, что в невозбужденной машине $\theta = \alpha$, по (6) рассчитывают углы нагрузки, для которых по (2) находят x_q .

По предложенному методу были экспериментально исследованы три опытных образца синхронных двигателей. Основные технические данные и результаты расчетного [3] и опытного определения параметров x_d и x_q сведены в таблицу.

Параметры	СДПМ с радиально намагниченными магнитами	СДПМ с тангенциально намагниченными магнитами	СРД
Номинальная мощность, P_{2H} , кВт	2,5	1,5	3
Номинальное напряжение U_H , В	380	220	380
Частота сети f , Гц	200	50	50
Частота вращения n_H , об/мин	6000	1500	1500
Сопротивление фазы статора r_1 , Ом	0,6	2,37	1,9
ЭДС холостого хода E_0 , В	136	53,5	—
x_d (опыт), Ом	22,8	12,3	53,8
x_d (расчет), Ом	23,3	12,9	56,5
x_q (опыт), Ом	53,4	28,2	11,5
x_q (расчет), Ом	52,5	27,1	10,6

Описанный метод позволяет определять параметры и углы нагрузки синхронных микродвигателей по приборам для измерения электрических величин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Испытание электрических микромашин / Под ред. Н.В. Астахова. — М.: Высшая школа, 1984.
- Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
- Осин И.Л., Колесников В.П., Юферов Ф.М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1976.

[01.11.94]

Авторы: Осин Игорь Львович закончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1965 г. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию «Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами и асинхронно-гистерезисным пуском». Профессор кафедры электромеханики МЭИ.

Мощинский Юрий Анатольевич закончил электромеханический факультет МЭИ в 1965 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию «Синхронные двигатели с постоянными магнитами и асинхронно-гистерезисным пуском». Заведующий научно-исследовательской лабораторией кафедры электромеханики МЭИ.

Математическое моделирование частотно-управляемых электроприводов переменного тока

ПЛАХТИНА Е.Г., ШАКАРЯН Ю.Г., ВИНИЦКИЙ Ю.Д., ВАСЫЛИВ К.Н., ЛОЗИНСКИЙ А.С.

Предложена математическая модель для исследования на персональном компьютере квазистатичных и динамических режимов работы электроприводов с преобразователем частоты с явно выраженным звеном постоянного тока и неявнополюсной электрической машиной с массивным ротором. Математическая модель обеспечивает учет коммутационных процессов преобразователя частоты, нелинейностей электромагнитных связей, а также токов в массивных частях ротора электрической машины. Результатами математического моделирования являются зависимости от времени переменных состояния (токов, напряжений, магнитных потоков) и их интегральные показатели.

Ключевые слова: частотно-управляемый электропривод, математическая модель, структурный элемент

Основными элементами частотно-управляемых электроприводов переменного тока являются, как правило, полупроводниковый преобразователь частоты со звеном постоянного тока и неявнополюсный синхронный двигатель с массивным ротором или специальный асинхронный двигатель. Указанный преобразователь обеспечивает необходимую выходную частоту, а к двигателю обычно предъявляются повышенные требования к механической прочности вращающихся частей, чем обусловлена массивность ротора.

Полупроводниковый преобразователь и электрическая машина с массивными частями являются весьма сложными объектами для исследования, особенно в случаях, когда они работают совместно. Последнее объясняется тем, что в системе рассматриваемые объекты существенно влияют друг на друга. Так, коммутационные процессы в полупроводниковых преобразователях зависят от параметров электрических машин и их режимов работы, а параметры электрических машин ввиду нелинейности зависят от процессов, протекающих в полупроводниковых преобразователях. Кроме того, на режимы работы полупроводниковых преобразователей и электрических машин влияют процессы, имеющие место в остальных частях электропривода, в именно; в питающем источнике и трансформаторе, механической нагрузке и регуляторе.

Задачей исследования частотно-управляемых электроприводов переменного тока является определение в рабочих и аварийных режимах значений токов и напряжений в схеме, электромагнитных моментов и угловых скоростей электрических машин, сигналов, вырабатываемых ре-

A mathematical model is proposed for investigating with the help of a personal computer static and dynamic regimes in an AC adjustable-speed electric drive, consisting of a frequency converter with a DC-link and a non-salient pole machine with a solid rotor. The model allows to analyse commutation processes in a frequency converter, non-linearities of electromagnetic links as well as currents in the solid rotor parts. As a result of the investigation carried out time-dependent relationships between state variables (current, voltages, magnetic fluxes) and their integral properties are obtained.

Ключевые слова: adjustable-speed electric drive, mathematical model, state variables, structure element

гуляторами. В настоящее время эта задача решается на персональном компьютере на основе теории математического моделирования электромашинно-вентильных систем (ЭМВС) [1].

Предлагается математическая модель частотно-управляемого электропривода переменного тока, схема которого изображена на рис. 1. В этой схеме двенадцатипульсный полупроводниковый преобразователь частоты питается от трехобмоточного трансформатора и подключен к неявнополюсной синхронной машине с массивным ротором, на статоре которой имеются две трехфазные обмотки, сдвинутые между собой на тридцать градусов. Обмотка возбуждения питается от регулируемого источника напряжения. Сигналы, подаваемые от СИФУ выпрямителя и инвертора на управляющие электроды тиристоров, вырабатываются на основе сигналов регулятора. Включение тиристоров выпрямителя синхронно с напряжением трансформатора, а инвертора — синхронно с углом поворота ротора электрической машины с помощью датчика положения ротора. Коммутация вентилей инвертора при низких частотах ротора электрической машины является искусственной и обеспечивается переводом выпрямителя в инверторный режим, а при высоких скоростях она — естественна и обеспечивается ЭДС машины.

На основе [1] математическая модель системы формируется из моделей структурных элементов по описанному там алгоритму, а модели структурных элементов представляются в виде, позволяющем производить ихстыковку в соответствии с заданной схемой. Структурными элементами рассматриваемой здесь схемы являются:

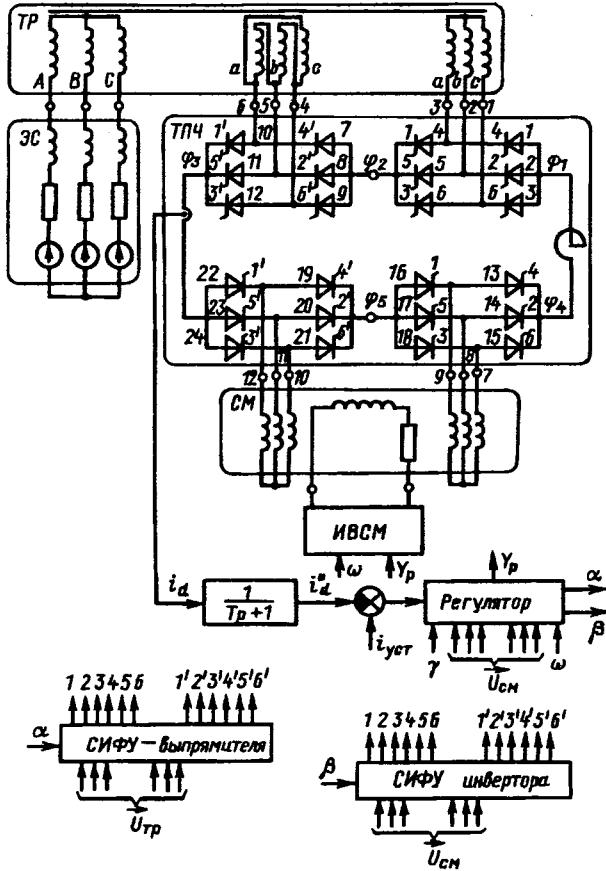


Рис. 1. Принципиальная схема электропривода

неявлнополюсная шестифазная синхронная машина (СМ);

двенадцатипульсный тиристорный преобразователь частоты (ТПЧ);

трехфазный трансформатор с двумя соединениями в звезду и треугольник выходными обмотками (ТР);

трехфазная электрическая сеть (ЭС);
источник напряжения обмотки возбуждения;
механическая нагрузка (МН);
система управления, регулятор (СУ).

Таким образом, необходимо разработать в модульном виде модели упомянутых семи структурных элементов и соединить их в программу, представляющую собой модель для исследования системы, изображенной на рис. 1.

Остановимся вкратце на математической модели структурного элемента и модели ЭМВС в общем виде. Модель j -го структурного элемента ($j=1, 2, 3, \dots$) состоит из внешних узловых уравнений вида

$$p \vec{i}_j + \Gamma_j \vec{\varphi}_j + \vec{C}_j = 0, \quad (1)$$

где \vec{i}_j , $\vec{\varphi}_j$ — векторы токов и потенциалов внешних ветвей и узлов соответственно; Γ_j , \vec{C}_j — матрица коэффициентов и вектор свободных членов;

$p=d/dt$ — оператор дифференцирования по времени и внутренних уравнений, позволяющих совместно с (1) на каждом шаге интегрирования определять вектор интегрирования pY (производные переменных, входящие в полную систему дифференциальных уравнений, описывающую объект).

Модель ЭМВС состоит из моделей структурных элементов и узлового уравнения

$$\Gamma_c \vec{\varphi}_c + \vec{C}_c = 0. \quad (2)$$

Здесь

$$\Gamma_c = \sum_{j=1}^m \Pi_j \Gamma_j \Pi_{fj}; \quad \vec{C}_c = \sum_{j=1}^m \Pi_j \vec{C}_j, \quad (3)$$

где m — число структурных элементов, стыкующихся в точках, соответствующих внешним потенциалам (в рассматриваемом случае $m=5$); Π_j — матрица соединения j -го структурного элемента в ЭМВС; Π_{fj} — матрица, транспонированная по отношению к Π_j ; $\vec{\varphi}_j$ вектор потенциалов независимых узлов — точек соединения структурных элементов в ЭМВС.

Математическая связь между $\vec{\varphi}_j$ и $\vec{\varphi}_c$ — устанавливается выражением

$$\vec{\varphi}_j = \Pi_{fj} \vec{\varphi}_c. \quad (4)$$

Математические выражения (1)–(4) являются общими для любой ЭМВС. В частном случае содержание переменных и коэффициентов приобретают конкретные очертания. Выполним анализ переменных и коэффициентов применительно к схеме, приведенной на рис. 1, использовав при этом для структурных элементов индексы, соответствующие их числовому обозначению, приведенному ранее.

Для неявлнополюсной синхронной машины имеем:

$$\vec{i}_1 = (i_M, -i_M), \quad \vec{\varphi}_1 = (\varphi_M, \varphi_M) t, \\ \Gamma_1 = \begin{bmatrix} L^{-1} & -L^{-1} \\ -L^{-1} & L^{-1} \end{bmatrix}; \quad \vec{C}_1 = \begin{bmatrix} L^{-1} \\ -L^{-1} \end{bmatrix} \times \vec{E}. \quad (5)$$

Здесь $L^{-1}=L_\sigma^{-1}$, $\vec{E}=\vec{E}_\delta+R\vec{i}_M$; L_σ , R — матрица индуктивностей рассеяния и диагональная матрица активных сопротивлений обмоток статора, возбуждения и демпферных соответственно; $\vec{i}_M=(i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, i_{A2}, i_{B2}, i_{C2}, i_f, i_D, i_Q) t$ — вектор токов обмоток машины; $\vec{\varphi}_M=(\varphi_{A1}, \varphi_{B1}, \varphi_{C1}, \varphi_{A2}, \varphi_{B2}, \varphi_{C2}, \varphi_f, \varphi_D, \varphi_Q) t$ — вектор потенциалов обмоток в точках, соответствующих положительному направлению тока; $\vec{\varphi}_M=(\varphi_{A1}, \varphi_{B1}, \varphi_{C1}, \varphi_{A2}, \varphi_{B2}, \varphi_{C2}, \varphi_f, \varphi_D, \varphi_Q) t$ — вектор потенциалов обмоток в точках, соответствующих отрицательному направлению тока;

$$\vec{E}_\delta = w_e \times$$

$$\begin{aligned} & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos \gamma - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin \gamma \\ & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos(\gamma - \rho) - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin(\gamma - \rho) \\ & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos(\gamma + \rho) - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin(\gamma + \rho) \\ & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos \gamma_1 - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin \gamma_1 \\ & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos(\gamma_1 - \rho) - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin(\gamma_1 - \rho) \\ & (p_0 \Phi_{1q} \omega - r_{1d} T_{1d}) \cos(\gamma_1 + \rho) - (p_0 \Phi_{1d} \omega + r_{1q} T_{1q}) \sin(\gamma_1 + \rho) \\ & - (w_f / w_e) r_{1d} T_{1d} \\ & - r_{1d} T_{1d} \\ & - r_{1q} T_{1q} \end{aligned} \quad (6)$$

— вектор ЭДС машины; p_0 — число пар полюсов; ω — угловая частота ротора; γ — угол поворота ротора ($\gamma_1 = \gamma - \pi/6$); w_e — число эффективных витков обмотки статора; w_f — число эффективных витков обмотки возбуждения; Φ_{1d} — магнитный поток в воздушном зазоре по оси d ; Φ_{1q} — магнитный поток в воздушном зазоре по оси q ; r_{1d} — активное сопротивление первого условного цилиндрического слоя массивного ротора по оси d (рис. 2); r_{1q} — активное сопротивление первого условного цилиндрического слоя массивного ротора по оси q ; T_{1d} — намагничивающая сила по оси d , созданная токами первого условного цилиндрического слоя; T_{1q} — намагничивающая сила по оси q , созданная токами первого условного цилиндрического слоя.

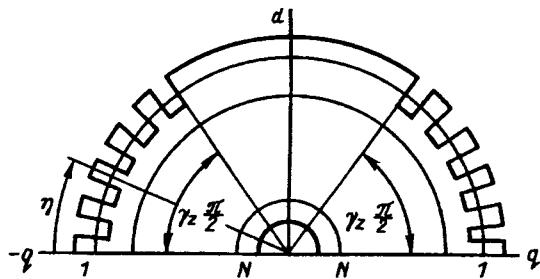


Рис. 2. Схема разделения массивного ротора на условные цилиндрические слои

Математическая модель неявнополюсной машины с массивным ротором разработана с учетом следующих допущений:

потери в стали шихтованных частей магнитопровода равны нулю;

магнитное поле представлено в виде составляющих рабочего поля и поля рассеивания;

проводимости путей потоков поля рассеивания являются постоянными;

зубчатые слои статора и ротора заменяются гладкими;

обмотки статора и ротора распределены вдоль расточки по синусоидальному закону;

массивный ротор разделен условно концентрическими поверхностями на N цилиндрических

Вологодская областная универсальная научная библиотека

слоев, каждый из которых считается эквивалентным токопроводящим цилиндрическим слоем бесконечно малой толщины и имеющим токопроводящие характеристики этого слоя; магнитная проводимость цилиндрического слоя в радиальном направлении равна бесконечности, а в тангенциальном — определяется на основе геометрических размеров и характеристики намагничивания материала;

токи в эквивалентных токопроводящих цилиндрических слоях, протекая в аксиальном направлении, распределяются по гармоническому закону и замыкаются в торцевых частях; сопротивления в тангенциальном направлении на торцах токопроводящих слоев принимаются равными нулю.

На основе приведенных допущений в [1] получена схема замещения магнитной цепи (рис. 3), которая соответствует условному разделению массивного ротора на цилиндрические слои (рис. 2). В этом источнике получены параметры токопроводящих слоев ротора и схемы замещения магнитной цепи. Так входящие в (6) r_{1d} и r_{1q} вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} r_{1d} &= \frac{\rho_0 l (1 - \gamma_z) \gamma_z \pi^2}{h_z [(b_{dz} + b_{qz}) [\gamma_z \pi - \gamma_z^2 \pi - \gamma_z \sin(\gamma_z \pi)] + b_{qz} \sin(\gamma_z \pi)]}, \\ r_{1q} &= \frac{\rho_0 l (1 - \gamma_z) \gamma_z \pi^2}{h_z [(b_{dz} + b_{qz}) [\gamma_z \pi - \gamma_z^2 \pi + \gamma_z \sin(\gamma_z \pi)] - b_{qz} \sin(\gamma_z \pi)]}, \end{aligned} \quad (7)$$

где ρ_c — удельное сопротивление стали; h_z — высота зубца на участке, соответствующем первому слою; b_{dz} — ширина большого зубца; b_{qz} — суммарная ширина малых зубцов в пределах полюсной дуги; l — расчетная длина ротора; γ_z — отношение действительного числа пазов ротора к числу пазовых делений; равных действительному пазовому делению, но распределенных по всей окружности ротора.

Вектор интегрирования (производных по времени) имеет вид

$$p \vec{Y}_1 = (p \vec{i}_M, p \Phi_{1d}, \dots, p \Phi_{Nd}, p \Phi_{1q}, \dots, p \Phi_{Nq}, p \gamma, p \omega). \quad (8)$$

Его элементы рассчитываются в такой последовательности.

1. Для известного вектора потенциалов внешних узлов по уравнению вида (2) определяем вектор производных токов обмоток статора и ротора.

2. Производные магнитных потоков находятся по формулам

$$p \vec{\Phi}_d + R_d \vec{T}_d = 0; \quad p \vec{\Phi}_q + R_q \vec{T}_q = 0, \quad (9)$$

где $\vec{\Phi}_d = (\Phi_{1d}, \dots, \Phi_{Nd})_t$; $\vec{\Phi}_q = (\Phi_{1q}, \dots, \Phi_{Nq})_t$; $\vec{T}_d = (T_{1d}, \dots, T_{Nd})_t$; $\vec{T}_q = (T_{1q}, \dots, T_{Nq})_t$; $R_d = \text{diag}(r_{1d}, \dots, r_{Nd})_t$; $R_q = \text{diag}(r_{1q}, \dots, r_{Nq})_t$ очевидны из рис. 2 и 3.

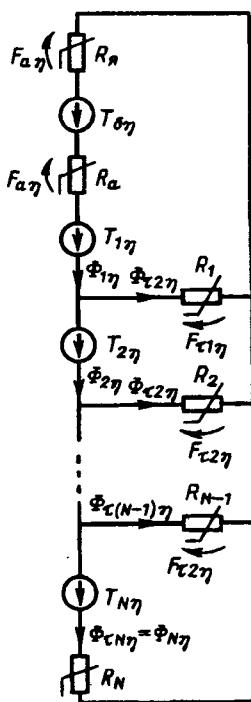


Рис. 3. Схема замещения магнитной цепи неявнополюсной машины

При этом активные сопротивления для пазового слоя определяются по формулам вида (7), а вне паза они вычисляются по формуле

$$r_{jd} = r_{jq} = \rho_c l \pi / (h_j \tau_j), \quad (10)$$

где τ_j , h_j — соответственно, значение полюсного деления и толщина j -го условного цилиндрического слоя, элементы векторов T_d и T_q вычисляются на основе схемы замещения (рис. 3) для известных значений векторов Φ_d и Φ_q .

3. По формулам

$$p\gamma = p_0 \omega, \quad p\omega = (M + M_H)/J \quad (11)$$

определяются производные угла поворота ротора и угловой скорости, где M , M_h , J — электромагнитный момент, момент нагрузки и момент инерции маховых масс вращающихся частей, приведенных к валу ротора.

Электромагнитный момент вычисляется по формуле

$$M = p_0 \omega_e \left(\Phi_{1q} \sum_{k=1}^6 i_k \cos \gamma_k - \Phi_{1d} \sum_{k=1}^6 i_k \sin \gamma_k \right), \quad (12)$$

где k — порядковый номер тока в векторе \vec{i}_m ; γ_k — угол между осью полюса и осью k -й обмотки статора.

Исходной информацией для модели неявнополюсной электрической машины с массивным ротором является: число витков обмотки статора и ротора, их обмоточные коэффициенты и межстоположение в угловых координатах относитель-

но оси полюса, число пар полюсов, число условных токопроводящих цилиндрических слоев ротора, матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора, геометрические размеры магнитопровода и характеристики намагничивания стали, момент инерции маховых масс.

Для тиристорного преобразователя частоты имеем:

$$\left. \begin{aligned} \vec{i}_2 &= (i_1, \dots, i_{12})_t; \quad \vec{\varphi}_2 = (\varphi_1, \dots, \varphi_{12})_t; \\ \Gamma_2 &= \Gamma_{11} + \Gamma_{12} \Gamma_{22}^{-1} \Gamma_{21}; \quad \vec{C}_2 = \Gamma_{12} \Gamma_{22} \vec{B}_i - \vec{B}_e. \end{aligned} \right\} (13)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \Gamma_{11} = & \text{diag}(g_1 + g_4, g_2 + g_5, g_3 + g_6, g_7 + g_{10}, \\ & g_8 + g_{11}, g_9 + g_{12}, g_{13} + g_{16}, g_{14} + g_{17}, g_{15} + g_{18}, \\ & g_{19} + g_{22}, g_{20} + g_{23}, g_{21} + g_{24}); \end{aligned}$$

$$\Gamma_{12} = \left[\begin{array}{cccc} g_1 & g_4 & 0 & 0 & 0 \\ g_2 & g_5 & 0 & 0 & 0 \\ g_3 & g_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_7 & g_{10} & 0 & 0 \\ 0 & g_8 & g_{11} & 0 & 0 \\ 0 & g_9 & g_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_{13} & g_{16} \\ 0 & 0 & 0 & g_{14} & g_{17} \\ 0 & 0 & 0 & g_{15} & g_{18} \\ 0 & 0 & g_{22} & 0 & g_{19} \\ 0 & 0 & g_{23} & 0 & g_{20} \\ 0 & 0 & g_{24} & 0 & g_{21} \end{array} \right] ; \quad \Gamma_{21} = \Gamma_{12t} ; \quad (14)$$

$$G_{22} = \begin{bmatrix} g_p + \sum_{j=1}^3 g_j & 0 & 0 & -g_p & 0 \\ 0 & \sum_{j=4}^9 g_j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sum_{j=10}^{12} g_j + \sum_{j=22}^{24} g_j & 0 & 0 \\ -g_p & 0 & 0 & g_p + \sum_{j=13}^{15} g_j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sum_{j=16}^{21} g_j \end{bmatrix};$$

$$\vec{B}_E = (b_4 - b_1, b_5 - b_2, b_6 - b_3, b_{10} - b_7, b_{11} - b_8, b_{12} - b_9, b_{13} - b_{16}, b_{14} - b_{17}, b_{15} - b_{18}, b_{19} - b_{22}, b_{20} - b_{23}, b_{21} - b_{24});$$

$$\vec{B}_i = \left(-b_p + \sum_{j=1}^3 b_j, \sum_{j=7}^9 b_j - \sum_{j=4}^6 b_j, \sum_{j=22}^{24} b_j - \sum_{j=10}^{12} b_j, \right. \\ \left. b_p + \sum_{j=13}^{15} b_j, \sum_{j=16}^{18} b_j - \sum_{j=19}^{21} b_j \right),$$

где $g_j = 1/L_j$; $g_p = 1/L_p$ — обратные индуктивности в j -х вентильных цепях и реактора соответственно; $b_j = i_j r_j g_j$; $b_p = i_p r_p g_p$ — произведения токов, активных сопротивлений и обратных индуктивностей, соответствующих ветвей тиристорного преобразователя. Математические выражения (13), (14) получены на основе метода узловых потенциалов для расчета переходных процессов численным способом в электрических цепях [2] и при условии, что тиристоры эквивалентируются последовательно соединенными активными сопротивлениями и индуктивностями в соответствии с требованиями [3].

Вектор интегрирования ТП

$$p \vec{Y}_2 = (p i_p, p i_1, \dots, p i_{24})_t, \quad (15)$$

где i_p — ток реактора; i_j ($j = \overline{1, 24}$) — токи тиристоров, нумерация которых приведена на рис. 1.

Производные токов определяются на основе разности потенциалов и падений напряжения на активных сопротивлениях.

Потенциалы внешних ветвей ТПЧ вычисляются по (4), внутренних — по выражению

$$\vec{\varphi}_i = \Gamma_{22}^{-1} (\vec{B}_i - \Gamma_{21} \vec{\varphi}_2). \quad (16)$$

Исходной информацией для модели ТПЧ служит активное сопротивление и индуктивность реактора, параметры тиристора в открытом и закрытом состоянии, состояние тиристоров в начальной точке интегрирования дифференциальных уравнений, а также параметры, характеризующие систему управления, обеспечивающую включение вентилей.

Для трансформатора составляющие внешнего уравнения подобны (5), где $L^{-1} = L_t^{-1}$; $\vec{E} = R_t \vec{i}_t$; L_t — матрица собственных и взаимных индуктивностей; R_t — диагональная матрица активных сопротивлений и i_t — вектор токов обмоток трансформатора соответственно.

Вектор интегрирования трансформатора: $\vec{p} \vec{Y}_3 = p \vec{i}_t$. Он определяется из внешнего уравнения вида (1).

Для электрической сети составляющие внешнего уравнения также подобны (5), где

$$\left. \begin{aligned} L^{-1} &= \text{diag}(1/L_A, 1/L_B, 1/L_C); \\ \vec{E} &= (e_A - r_A i_A; e_B - r_B i_B; e_C - r_C i_C)_t. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Здесь r_j , L_j , e_j , i_j ($j = A, B, C$) — активное сопротивление, индуктивность, ЭДС и ток j -й ветви электрической сети.

Вектор интегрирования электрической сети

$$p \vec{Y}_4 = (p i_A, p i_B, p i_C)_t \quad (18)$$

вычисляется из внешнего уравнения вида (1).

Для источника питания обмотки возбуждения

составляющие внешнего уравнения также подобны (5), где

$$L^{-1} = 1/L_f, \quad \vec{E} = e_f - r_f i_f. \quad (19)$$

В (19) r_f , L_f , e_f , i_f — активное сопротивление, индуктивность, ЭДС и ток источника питания обмотки возбуждения.

В рассматриваемой схеме ЭДС e_f является функцией угловой скорости ротора и сигнала регулятора Y_p

$$e_f = f(\omega, Y_p). \quad (20)$$

Вектор интегрирования источника питания обмотки возбуждения $p \vec{Y}_5 = p \vec{i}_f$ определяется из внешнего уравнения.

Модель механической нагрузки представляет собой формулу, устанавливающую связь между M_h — моментом нагрузки, и угловой скоростью, углом поворота ротора и текущим временем:

$$M_h = f(\omega, \gamma, t). \quad (21)$$

Элементами вектора интегрирования механической нагрузки $p \vec{Y}_6 = (p\omega, p\gamma)$ являются производные угловой скорости и угла поворота ротора.

Модель регулятора устанавливает математическую связь между сигналами управления, обратных связей и воздействия на силовую часть электропривода. Для рассматриваемого случая (рис. 1) сигналом управления является i_{ust} , сигналами обратных связей — \vec{i}_d , U_{tr} , U_{cm} , γ , ω ; сигналами воздействия на силовую часть схемы электропривода — α , β , Y_p , а также импульсы, подаваемые на управляющие сетки выпрямителя и инвертора.

Математическая связь между i_{ust} , i_d , γ , ω , U_{cm} , α , β , Y_p зависит от структуры регулятора и представляет собой, как правило, систему дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши, составленную на основе структурной схемы регулятора. Математическая связь между углами α и β , напряжениями трансформатора U_{tr} и синхронной машины U_{cm} , с одной стороны, и импульсами, подаваемыми на управляющие сетки ТПЧ, с другой, является уравнениями алгебры логики, описывающими СИФУ выпрямителя и инвертора в соответствии с логикой их работы. Вектор интегрирования регулятора для рассматриваемого случая

$$p \vec{Y}_7 = (p \vec{i}_d, p\alpha, p\beta, p Y_p)_t.$$

Исходная информация для моделей трансформатора, электрической сети, источника питания обмотки возбуждения, механической нагрузки и регулятора является очевидной из приведенных уравнений.

Компоновка математической модели электропривода осуществляется на основе матриц соединений структурных элементов P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 и алгоритма интегрирования общей системы дифференциальных уравнений. Способ формирования матриц соединений структурных элементов и алгоритм, являющийся общим для различных схем, детально описаны в [1, 4].

Вектор интегрирования рассматриваемого здесь электропривода —

$$p \vec{Y} = (p \vec{Y}_1, p \vec{Y}_2, p \vec{Y}_3, p \vec{Y}_4, p \vec{Y}_5, p \vec{Y}_6, p \vec{Y}_7, 1)_t,$$

а вектор интегральных переменных, определяемый путем численного интегрирования вектора интегрирования —

$$\vec{Y} = (\vec{Y}_1, \vec{Y}_2, \vec{Y}_3, \vec{Y}_4, \vec{Y}_5, \vec{Y}_6, \vec{Y}_7, t)_t.$$

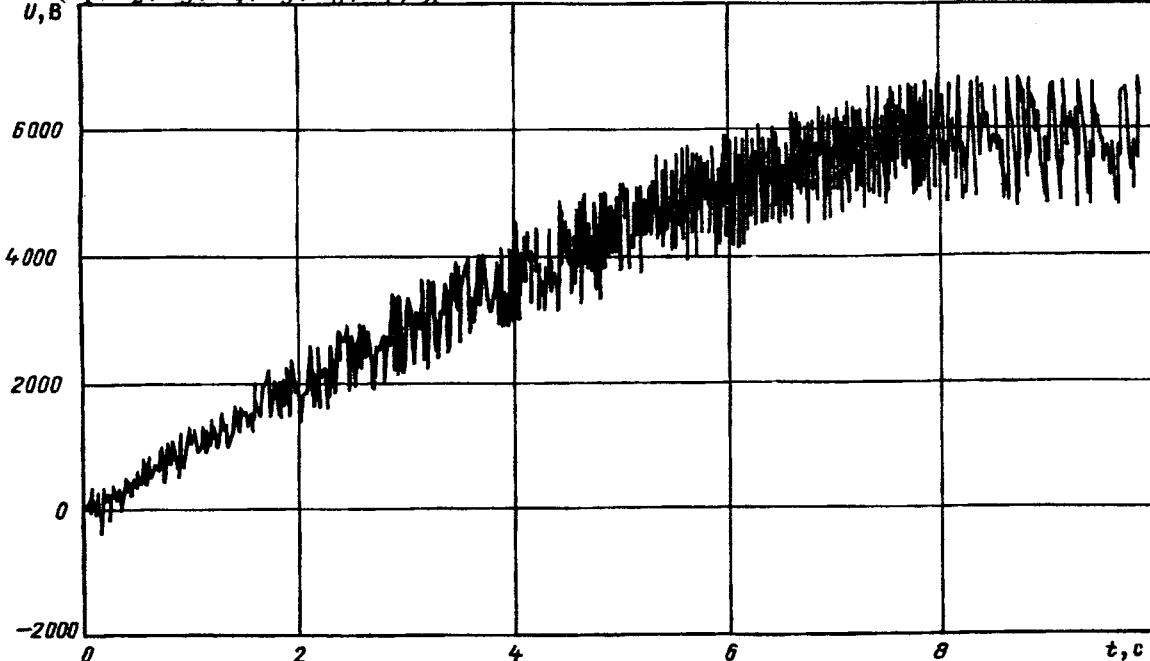


Рис. 5. Кривая напряжения инвертора в процессе пуска СМ

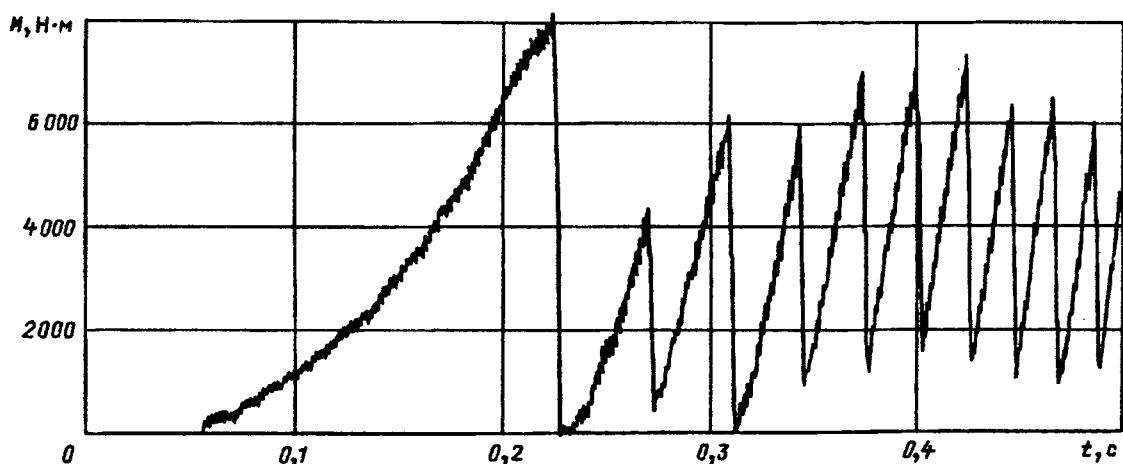


Рис. 6. Кривая электромагнитного момента в начале пуска
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

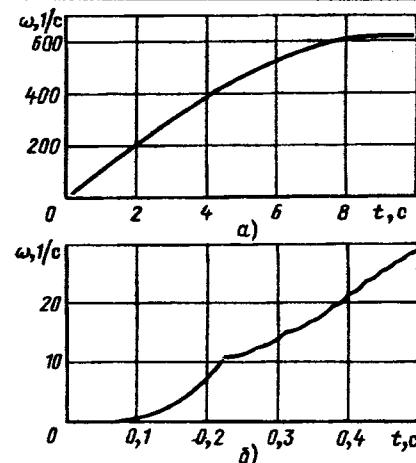


Рис. 4. Угловая скорость:
а — в процессе пуска СМ; б — в начале пуска

Каждая из моделей отдельных элементов представлена в соответствии с [1, 4] тремя модулями: подготовки входной информации; определения параметров и коэффициентов узловых внешних уравнений; определения потенциалов внешних узлов и вектора интегрирования. Для организации нахождения вектора $\vec{\varphi}_c$ и циклического процесса интегрирования имеются «стыковочные» программы.

Описанная математическая модель реализована на алгоритмическом языке ФОРТРАН-77 применительно к персональному компьютеру типа IBM PC/AT.

Результатом исследования на математической модели являются зависимости от времени переменных состояния схемы, в частности, токов, напряжений, магнитных потоков, угловой скорости и угла поворота ротора, электромагнитного момента и момента нагрузки, сигналов системы управления. С помощью предложенной модели можно производить исследования квазистабилизировавшихся и динамических режимов, нормальных и аварийных. Математическая модель учитывает в комплексе нелинейности электромагнитных связей, коммутационные процессы ТПЧ, токи Фуко в массивном роторе, изменение во времени механической нагрузки.

В качестве иллюстрации на рис. 4, 5 показаны зависимости угловой скорости и напряжения на инверторе в процессе частотного пуска мощного синхронного двигателя СД-6.3-8200 при постоянных $i_{уст}$ и e_f и вентиляторной нагрузке на валу. На рис. 4, б показана зависимость от времени угловой скорости в начале пуска двигателя, соответствующего искусственной коммутации инвертора. На рис. 6 показана зависимость от времени электромагнитного момента в начале пуска двигателя.

Приведенные иллюстрации принадлежат одному режиму и являются лишь частью информации, полученной в процессе счета. Очевидно, что для иных режимов можно получить аналогичные результаты, которые дают богатую информацию для исследования и проектирования рассматриваемых здесь электроприводов.

Выводы. 1. Предложенная математическая модель позволяет выполнять исследования на персональном компьютере квазистабилизировавшихся и динамических режимов работы электроприводов с преобразователем частоты со звеном постоянного тока и неявнополюсной электрической машиной с массивным ротором.

2. Математическая модель обеспечивает комплексный учет коммутационных процессов тиристорного преобразователя частоты, нелинейностей электромагнитных связей, токов в массивных

частях ротора электрической машины.

3. Результатами математического моделирования являются зависимости от времени переменных состояния (токов, напряжений, магнитных потоков, электромагнитных моментов угловых координат и скоростей, сигналов системы управления) и их интегральные показатели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашинно-вентильных систем. — Львов: Вища школа, 1986.
- Плахтына Е.Г. Применение метода узловых потенциалов для расчета переходных процессов в электрических цепях. — В кн.: Теоретическая электротехника. — Львов: Вища школа, 1978, вып. 24.
- Дижур Д.И. Метод моделирования на ЦВМ вентильных преобразовательных схем. — Известия НИИ постоянного тока, 1970, ст. 16.
- Овчинников И.Е., Плахтына Е.Г., Рябов В.Н. Автоматизированная система моделирования бесколлекторных электрических машин. — Электричество, 1986, № 3.

[29.09.94]

Авторы: Плахтына Емельян Григорьевич окончил Львовский политехнический институт в 1974 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию. Заведующий кафедрой «Вычислительная техника и моделирование технологических процессов» Украинского государственного университета (УГЛУ).

Шакарян Юрий Гевондович окончил электромеханический факультет Ереванского политехнического института в 1956 г. В 1974 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Режимы работы асинхронизированных синхронных машин в электроэнергетических системах» в Энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского. Заместитель Генерального директора Национального исследовательского института электроэнергетики.

Виницкий Юрий Данилович окончил Харьковский политехнический институт в 1964 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию. Заведующий лабораторией ВНИИЭ.

Васылив Карл Николаевич окончил Львовский политехнический институт по специальности «Электрические машины и аппараты» в 1978 г. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию. Доцент кафедры «Вычислительная техника и моделирование технологических процессов» УГЛУ.

Лозинский Андрей Орестович окончил Государственный университет «Львівська політехніка» по специальности «Электропривод и автоматизация производственных процессов» в 1993 г. Аспирант Государственного университета «Львівська політехніка».

Спектры матриц уравнений состояния электрических машин

БУТЫРИН П.А., ЧИНЬ ХУНГ ЛЯН

Показана возможность сведения матриц $L(y)$, $L^{-1}(y)$, $\left[R+\omega \frac{dL(y)}{dy}\right]$, $L^{-1}(y) \left[R+\omega \frac{dL(y)}{dy}\right]$ и т. д. из различных форм представлений уравнений состояния электрических, в общем случае многообмоточных, машин в естественных и искусственных координатах к блочно-диагональному виду, существенно упрощающему задачу определения их спектра и, в частности, для случая неявнополюсных машин позволяющему определять его аналитически. Особо рассматриваются проблемы аналитических преобразований и определения спектра матриц с учетом их высших гармонических составляющих, а также вопросы использования найденных спектров в задачах расщепления матриц и аналитического решения уравнений состояния.

Ключевые слова: электрические машины, уравнения состояния, спектры матриц, аналитические методы

Уравнения состояния электрических машин

$$\frac{dL(y)i}{dt} = -Ri + u, \quad i, u \in R^m, \quad (1)$$

(где i , u — матрицы-столбцы мгновенных значений токов и напряжений на m -эквивалентированных фазных обмотках; y — угол положения ротора; R и $L(y)$ — квадратные матрицы активных сопротивлений и индуктивностей обмоток) хорошо исследованы (особенно в рамках теории Флоке—Ляпунова) применительно к трехфазным и некоторым специальным многофазным машинам [1, 2]. Менее исследованы общие, а не связанные только с преобразованиями координат свойства уравнений (1), характерные как для трехфазных, так и различных многофазных машин, например машин с несколькими сдвинутыми относительно друг друга системами обмоток на статоре и/или роторе.

Так в [3] обоснована возможность приведения уравнений (1) со специальным видом матрицы $L(y)$, учитывающей только первые гармонические составляющие ее коэффициентов, к стационарным уравнениям, называемым в дальнейшем уравнениям Парка—Горева для многофазных электрических машин или просто уравнениями Парка—Горева. В [4] эта возможность распространена на уравнения, учитывающие и ряд высших гармонических составляющих коэффициентов $L(y)$. В [5, 6] подобная задача решена для уравнений с более общим видом матриц $L(y)$, причем в [6] решена также диакоптическая задача аналитического расщепления уравнений Парка—Горева многофазных машин на ряд независимых

A possibility is shown for reducing matrices $L(y)$, $L^{-1}(y)$, $\left[R+\omega \frac{dL(y)}{dy}\right]$, $L^{-1}(y) \left[R+\omega \frac{dL(y)}{dy}\right]$ etc. from different forms of multiple-winding (as a common case) electrical machine state equations in natural and artificial coordinates to a block-diagonal form, which makes it possible to simplify considerably an eigenvalue problem. A particular attention is given to eigenvalue problems of inductance matrices with account taken of higher harmonics and to questions of using the eigenvalue found for unlinking matrices and analytical solving state equations.

Ключевые слова: electrical machine, state equations, eigenvalues, inductance matrices, analytical solving

и более простых (первого-второго порядков для неявнополюсных машин) уравнений, схемная интерпретация и математическая обработка которых тривиальны. В [5, 7] в аналитическом виде найдены спектры соответственно матрицы коэффициентов таких уравнений Парка—Горева и матрицы $L(y)$ уравнений состояния (1). В [8, 9] в аналитическом виде решена задача обращения $L(y)$ и, следовательно, задача приведения (1) к каноническому виду

$$\frac{di}{dt} = -\Lambda i + L^{-1}(y)u, \quad \Lambda = L^{-1}(y) \left[R + \omega \frac{dL(y)}{dy}\right], \quad \omega = \frac{dy}{dt} \quad (2)$$

для самых разных типов машин [9], включая несимметричные, с обрывами фаз, а также задача аналитического обращения различных матричных линейных комбинаций с матрицами $L(y)$ [8], что важно при численном решении уравнений (1) и макромоделировании многофазных машин. И наконец в [10, 11] в общем замкнутом виде найдено аналитическое решение уравнений состояния многофазных машин.

В данной статье решается проблема определения спектров матриц для самых различных канонических представлений уравнений состояния электрических машин [в частности, матрицы Λ из (2)]. Решение этой проблемы позволяет, как это показано в [6], расщеплять уравнения на ряд более простых уравнений, находить проекторы матриц и строить, как это показывается в данной статье, аналитические решения рассматриваемых уравнений, а также оценивать вычислительные особенности последних с выбором наиболее рациональных путей и эффективных ал-

горитмов их обработки.

Особое внимание в статье уделяется, с одной стороны, наиболее простому случаю уравнений состояния многофазных неявнополюсных машин, имеющих только по одной симметричной системе обмоток на статоре и роторе, поскольку этот случай позволяет проиллюстрировать все особенности решения спектральной проблемы, а обобщение результатов на уравнения неявно- и явнополюсных машин с несколькими такими системами обмоток, как показано в [5, 6], особых сложностей не вызывает. С другой стороны, рассмотрен и наиболее сложный случай уравнений состояния машин с учетом высших гармонических составляющих матрицы $L(y)$.

Основные допущения и используемый математический аппарат. Представим матрицы R и $L(y)$ в следующем виде [5–10]:

$$R = R_s \oplus R_r, \quad L(y) = L_\delta + \tilde{L}(y), \quad L_\delta = l_{s\delta} \oplus l_{r\delta}, \quad (3)$$

где $R_s = \text{diag } R_{si}$, $R_r = \text{diag } R_{rj}$, $l_{s\delta} = \text{diag } l_{s\delta i}$, $l_{r\delta} = \text{diag } l_{r\delta j}$, $i = 1, m_s$, $j = 1, m_r$.

Согласно общепринятым в теории электрических машин допущениям положим, что коэффициенты матриц индуктивностей рассеяния L_δ и матриц главных значений индуктивностей фазных обмоток $\tilde{L}(y)$ выражаются только через значения составляющих индуктивностей рассеяния фазных обмоток $l_{s\delta}^d$, $l_{s\delta}^q$, $l_{r\delta}^d$, $l_{r\delta}^q$ и составляющих взаимных индуктивностей обмоток M_{ss}^d , M_{ss}^q , M_{rr}^d , M_{rr}^q [5–10]:

$$\left. \begin{aligned} l_{s\delta i} &= l_{s\delta}^d = l_{s\delta}^q, \quad i = 1, m_s; \\ l_{r\delta i} &= l_{s\delta}^d \cos^2 \beta_i^r + l_{s\delta}^q \sin^2 \beta_i^r, \quad i = 1, m_r; \\ \tilde{L}(y) &= AA^t = x(y)x^t(y) + y(y)y^t(y), \quad A = [x \ y], \quad A \in \mathbb{R}^{m \times 2}; \\ x = [x_s^t \ x_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^d} \cos(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^d} \cos \beta_j^r \dots]^t; \\ y = [y_s^t \ y_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^q} \sin(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^q} \sin \beta_j^r \dots]^t; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где β_i^s и β_j^r — углы между соответственно первой и i -й обмотками статора, первой и j -й обмотками ротора.

В [5, 7] перечислены классы машин, для которых справедливы разложения (4).

Замечание 1. При необходимости учета высших гармоник матрицы индуктивностей можно представить в виде [6]

$$L(y) = L_\delta + \sum_{i=1}^{k-1} \tilde{L}(iy) = L_\delta + AA^t; \quad A = [x_1 \ y_1 \dots x_{k-1} \ y_{k-1}],$$

$$k = \min \{m_s, m_r\},$$

горитмов их обработки.

Особое внимание в статье уделяется, с одной стороны, наиболее простому случаю уравнений состояния многофазных неявнополюсных машин, имеющих только по одной симметричной системе обмоток на статоре и роторе, поскольку этот случай позволяет проиллюстрировать все особенности решения спектральной проблемы, а обобщение результатов на уравнения неявно- и явнополюсных машин с несколькими такими системами обмоток, как показано в [5, 6], особых сложностей не вызывает. С другой стороны, рассмотрен и наиболее сложный случай уравнений состояния машин с учетом высших гармонических составляющих матрицы $L(y)$.

Основные допущения и используемый математический аппарат. Представим матрицы R и $L(y)$ в следующем виде [5–10]:

$$R = R_s \oplus R_r, \quad L(y) = L_\delta + \tilde{L}(y), \quad L_\delta = l_{s\delta} \oplus l_{r\delta}, \quad (3)$$

где $R_s = \text{diag } R_{si}$, $R_r = \text{diag } R_{rj}$, $l_{s\delta} = \text{diag } l_{s\delta i}$, $l_{r\delta} = \text{diag } l_{r\delta j}$, $i = 1, m_s$, $j = 1, m_r$.

Согласно общепринятым в теории электрических машин допущениям положим, что коэффициенты матриц индуктивностей рассеяния L_δ и матриц главных значений индуктивностей фазных обмоток $\tilde{L}(y)$ выражаются только через значения составляющих индуктивностей рассеяния фазных обмоток $l_{s\delta}^d$, $l_{s\delta}^q$, $l_{r\delta}^d$, $l_{r\delta}^q$ и составляющих взаимных индуктивностей обмоток M_{ss}^d , M_{ss}^q , M_{rr}^d , M_{rr}^q [5–10]:

$$\left. \begin{aligned} l_{s\delta i} &= l_{s\delta}^d = l_{s\delta}^q, \quad i = 1, m_s; \\ l_{r\delta i} &= l_{s\delta}^d \cos^2 \beta_i^r + l_{s\delta}^q \sin^2 \beta_i^r, \quad i = 1, m_r; \\ \tilde{L}(y) &= AA^t = x(y)x^t(y) + y(y)y^t(y), \quad A = [x \ y], \quad A \in \mathbb{R}^{m \times 2}; \\ x = [x_s^t \ x_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^d} \cos(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^d} \cos \beta_j^r \dots]^t; \\ y = [y_s^t \ y_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^q} \sin(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^q} \sin \beta_j^r \dots]^t; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где β_i^s и β_j^r — углы между соответственно первой и i -й обмотками статора, первой и j -й обмотками ротора.

В [5, 7] перечислены классы машин, для которых справедливы разложения (4).

Замечание 1. При необходимости учета высших гармоник матрицы индуктивностей можно представить в виде [6]

$$L(y) = L_\delta + \sum_{i=1}^{k-1} \tilde{L}(iy) = L_\delta + AA^t; \quad A = [x_1 \ y_1 \dots x_{k-1} \ y_{k-1}],$$

$$k = \min \{m_s, m_r\},$$

горитмов их обработки.

Особое внимание в статье уделяется, с одной стороны, наиболее простому случаю уравнений состояния многофазных неявнополюсных машин, имеющих только по одной симметричной системе обмоток на статоре и роторе, поскольку этот случай позволяет проиллюстрировать все особенности решения спектральной проблемы, а обобщение результатов на уравнения неявно- и явнополюсных машин с несколькими такими системами обмоток, как показано в [5, 6], особых сложностей не вызывает. С другой стороны, рассмотрен и наиболее сложный случай уравнений состояния машин с учетом высших гармонических составляющих матрицы $L(y)$.

Основные допущения и используемый математический аппарат. Представим матрицы R и $L(y)$ в следующем виде [5–10]:

$$R = R_s \oplus R_r, \quad L(y) = L_\delta + \tilde{L}(y), \quad L_\delta = l_{s\delta} \oplus l_{r\delta}, \quad (3)$$

где $R_s = \text{diag } R_{si}$, $R_r = \text{diag } R_{rj}$, $l_{s\delta} = \text{diag } l_{s\delta i}$, $l_{r\delta} = \text{diag } l_{r\delta j}$, $i = 1, m_s$, $j = 1, m_r$.

Согласно общепринятым в теории электрических машин допущениям положим, что коэффициенты матриц индуктивностей рассеяния L_δ и матриц главных значений индуктивностей фазных обмоток $\tilde{L}(y)$ выражаются только через значения составляющих индуктивностей рассеяния фазных обмоток $l_{s\delta}^d$, $l_{s\delta}^q$, $l_{r\delta}^d$, $l_{r\delta}^q$ и составляющих взаимных индуктивностей обмоток M_{ss}^d , M_{ss}^q , M_{rr}^d , M_{rr}^q [5–10]:

$$\left. \begin{aligned} l_{s\delta i} &= l_{s\delta}^d = l_{s\delta}^q, \quad i = 1, m_s; \\ l_{r\delta i} &= l_{s\delta}^d \cos^2 \beta_i^r + l_{s\delta}^q \sin^2 \beta_i^r, \quad i = 1, m_r; \\ \tilde{L}(y) &= AA^t = x(y)x^t(y) + y(y)y^t(y), \quad A = [x \ y], \quad A \in \mathbb{R}^{m \times 2}; \\ x = [x_s^t \ x_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^d} \cos(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^d} \cos \beta_j^r \dots]^t; \\ y = [y_s^t \ y_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^q} \sin(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^q} \sin \beta_j^r \dots]^t; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где β_i^s и β_j^r — углы между соответственно первой и i -й обмотками статора, первой и j -й обмотками ротора.

В [5, 7] перечислены классы машин, для которых справедливы разложения (4).

Замечание 1. При необходимости учета высших гармоник матрицы индуктивностей можно представить в виде [6]

$$L(y) = L_\delta + \sum_{i=1}^{k-1} \tilde{L}(iy) = L_\delta + AA^t; \quad A = [x_1 \ y_1 \dots x_{k-1} \ y_{k-1}],$$

$$k = \min \{m_s, m_r\},$$

горитмов их обработки.

Особое внимание в статье уделяется, с одной стороны, наиболее простому случаю уравнений состояния многофазных неявнополюсных машин, имеющих только по одной симметричной системе обмоток на статоре и роторе, поскольку этот случай позволяет проиллюстрировать все особенности решения спектральной проблемы, а обобщение результатов на уравнения неявно- и явнополюсных машин с несколькими такими системами обмоток, как показано в [5, 6], особых сложностей не вызывает. С другой стороны, рассмотрен и наиболее сложный случай уравнений состояния машин с учетом высших гармонических составляющих матрицы $L(y)$.

Основные допущения и используемый математический аппарат. Представим матрицы R и $L(y)$ в следующем виде [5–10]:

$$R = R_s \oplus R_r, \quad L(y) = L_\delta + \tilde{L}(y), \quad L_\delta = l_{s\delta} \oplus l_{r\delta}, \quad (3)$$

где $R_s = \text{diag } R_{si}$, $R_r = \text{diag } R_{rj}$, $l_{s\delta} = \text{diag } l_{s\delta i}$, $l_{r\delta} = \text{diag } l_{r\delta j}$, $i = 1, m_s$, $j = 1, m_r$.

Согласно общепринятым в теории электрических машин допущениям положим, что коэффициенты матриц индуктивностей рассеяния L_δ и матриц главных значений индуктивностей фазных обмоток $\tilde{L}(y)$ выражаются только через значения составляющих индуктивностей рассеяния фазных обмоток $l_{s\delta}^d$, $l_{s\delta}^q$, $l_{r\delta}^d$, $l_{r\delta}^q$ и составляющих взаимных индуктивностей обмоток M_{ss}^d , M_{ss}^q , M_{rr}^d , M_{rr}^q [5–10]:

$$\left. \begin{aligned} l_{s\delta i} &= l_{s\delta}^d = l_{s\delta}^q, \quad i = 1, m_s; \\ l_{r\delta i} &= l_{s\delta}^d \cos^2 \beta_i^r + l_{s\delta}^q \sin^2 \beta_i^r, \quad i = 1, m_r; \\ \tilde{L}(y) &= AA^t = x(y)x^t(y) + y(y)y^t(y), \quad A = [x \ y], \quad A \in \mathbb{R}^{m \times 2}; \\ x = [x_s^t \ x_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^d} \cos(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^d} \cos \beta_j^r \dots]^t; \\ y = [y_s^t \ y_r^t]^t &= [\dots \sqrt{M_{ss}^q} \sin(\beta_i^s - \gamma) \dots \dots \sqrt{M_{rr}^q} \sin \beta_j^r \dots]^t; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где β_i^s и β_j^r — углы между соответственно первой и i -й обмотками статора, первой и j -й обмотками ротора.

В [5, 7] перечислены классы машин, для которых справедливы разложения (4).

Замечание 1. При необходимости учета высших гармоник матрицы индуктивностей можно представить в виде [6]

$$L(y) = L_\delta + \sum_{i=1}^{k-1} \tilde{L}(iy) = L_\delta + AA^t; \quad A = [x_1 \ y_1 \dots x_{k-1} \ y_{k-1}],$$

$$k = \min \{m_s, m_r\},$$

где

$$x_i = \begin{bmatrix} x_{si} \\ x_{ri} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{M_{si}} [\cos i\gamma \cos i(y-\beta_s) \dots \cos i(y-(m_s-1)\beta_s)]^t \\ \sqrt{M_{ri}} [1 \quad \cos i\beta_r \quad \dots \cos i(m_r-1)\beta_r]^t \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$y_i = \begin{bmatrix} y_{si} \\ y_{ri} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sqrt{M_{si}} [\sin i\gamma \sin i(y-\beta_s) \dots \sin i(y-(m_s-1)\beta_s)]^t \\ \sqrt{M_{ri}} [0 \quad \sin i\beta_r \quad \dots \sin i(m_r-1)\beta_r]^t \end{bmatrix}.$$

Математический аппарат преобразования переменных состояния уравнений (1), (2) вплоть до их расщепления и аналитического решения в дальнейшем строится на основе, во-первых, ортогональных базисов векторов, связанных со скелетным разложением матрицы индуктивностей (3), (4) и прежде всего базиса [5]

$$\begin{aligned} &[1 \dots 1]^t, \bar{x}(y, \beta), \bar{y}(y, \beta), \dots, \bar{x}(y, n\beta), \bar{y}(y, n\beta); \\ &\text{при } m_s = 2n + 1; \\ &[1 \dots 1]^t, [1 -1 1 \dots -1]^t, \bar{x}(y, \beta), \bar{y}(y, \beta), \dots \\ &\bar{x}(y, n\beta), \bar{y}(y, n\beta); \quad \text{при } m_s = 2n + 2, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{x}(y, \beta) &= [\cos y \cos(y-\beta) \dots \cos(y-(m_s-1)\beta)]^t, \\ \bar{y}(y, \beta) &= x\left(y - \frac{\pi}{2}, \beta\right), \end{aligned}$$

во-вторых, — ортогональных преобразований матриц, не меняющих их спектра, и в-третьих, — спектрального расщепления матриц.

Замечание 2. При необходимости анализа уравнений состояния с матрицами $L(y)$, не удовлетворяющими скелетному разложению (4), можно, следя [5], последнее заменять разложением $\tilde{L}(y) = AKA^t$, где K — специально подобранный матрица, или, в самом неблагоприятном случае, использовать численно-аналитические методы, рассматривая результаты аналитической обработки ближайшей в каком-либо смысле к рассматриваемой матрице $L(y)$ матрицы $\tilde{L}(y) = AKA^t$ как приближение в итерационном поиске решения.

Спектры матриц $L(y)$, $L^{-1}(y)$, $[R + \omega \frac{dL(y)}{dy}]$ уравнений состояния

$$L(y) \frac{di}{dt} = - \left[R + \omega \frac{dL(y)}{dy} \right] i + u,$$

не разрешенных относительно производных. Прежде всего определим более простой и не алгоритмический, как в [7], путь определения спектра матриц $L(y)$.

Спектры матриц $L(y)$ неявнополюсных машин с симметричной системой m_s обмоток на статоре и симметричной системой m_r обмоток на роторе. Составив из векторов ортогонального базиса (6) ортогональную матрицу

$$T = P_s \oplus P_r,$$

где

$$P_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{m_s}} \left\{ \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \dots \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \bar{x}(0, 2\beta), \bar{y}(0, 2\beta), \dots, \bar{x}(0, n\beta), \bar{y}(0, n\beta), \bar{x}(y, \beta), \bar{y}(y, \beta) \right\} \text{ при } m_s = 2n+1; \\ \sqrt{\frac{2}{m_s}} \left\{ \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \dots \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \left[\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \dots - \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \bar{x}(0, 2\beta), \bar{y}(0, 2\beta), \dots, \bar{x}(0, n\beta), \bar{y}(0, n\beta), \bar{x}(y, \beta), \bar{y}(y, \beta) \right\} \text{ при } m_s = 2n+2; \end{cases} \quad (7)$$

$$P_r = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{m_r}} \left\{ \bar{x}(0, \beta), -\bar{y}(0, \beta), \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \dots \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \bar{x}(0, 2\beta), -\bar{y}(0, 2\beta), \dots, \bar{x}(0, n\beta), -\bar{y}(0, n\beta) \right\} \text{ при } m_r = 2n+1; \\ \sqrt{\frac{2}{m_r}} \left\{ \bar{x}(0, \beta), -\bar{y}(0, \beta), \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \dots \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \left[\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \dots - \frac{1}{\sqrt{2}} \right]^t, \bar{x}(0, 2\beta), -\bar{y}(0, 2\beta), \dots, \bar{x}(0, n\beta), -\bar{y}(0, n\beta) \right\} \text{ при } m_r = 2n+2, \end{cases}$$

матрицу $L(y) = L = L_\delta + AA^t$ можно, следуя [5], преобразовать к виду

$$L_t = T^t LT = L_\delta + T^t AA^t T = \text{diag} \left\{ l_{s\delta} \dots l_{s\delta} \underbrace{Q \frac{l_{r\delta} \dots l_{r\delta}}{m_r - 2}}_{m_r - 2} \right\}; \quad (8)$$

$$Q = \begin{bmatrix} \eta & 0 & a & 0 \\ 0 & \eta & 0 & -a \\ a & 0 & \vartheta & 0 \\ 0 & -a & 0 & \vartheta \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $\eta = l_{s\delta} + 0,5m_s M_s$; $\vartheta = l_{r\delta} + 0,5m_r M_r$; $a = 0,5\sqrt{m_s m_r} \times \sqrt{M_s M_r}$.

Утверждение 1. Спектр матрицы $L(y)$ состоит из $(m_s - 2)$ -кратного собственного значения $l_{s\delta}$, $(m_r - 2)$ -кратного собственного значения $l_{r\delta}$ и пары двухкратных собственных значений $\alpha_{1,2}$, соответствующих спектру матрицы Q (9), а именно:

$$\alpha_{1,2} = 0,5(w_1 \pm \sqrt{w_1^2 - 4w_2}),$$

где $w_1 = \eta + \vartheta$; $w_2 = \eta\vartheta - a^2$.

Пример 1. Изображенная на рис. 1 матрица $L(y)$ неявнополюсной машины с трехфазным статором ($m_s = 3$) и трехфазным ротором ($m_r = 3$) имеет сложный спектр, состоящий из однократных (так как $m_s - 2 = 1$, $m_r - 2 + 1$) значений $l_{s\delta}$, $l_{r\delta}$ и двух значений

$$0,5(w_1 \pm \sqrt{w_1^2 - 4w_2}), \quad w_1 = l_{s\delta} + l_{r\delta} + 1,5(M_s + M_r);$$

$$w_2 = l_{s\delta} l_{r\delta} + 1,5(l_{r\delta} M_s + l_{s\delta} M_r),$$

каждое из которых имеет кратность два.

$$L(y) = \begin{bmatrix} l_{s\delta} + M_s & -0,5M_s & -0,5M_s & M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) \\ -0,5M_s & l_{s\delta} + M_s & -0,5M_s & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) \\ -0,5M_s & -0,5M_s & l_{s\delta} + M_s & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) \\ M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & l_{s\delta} + M_r & -0,5M_r & -0,5M_r \\ M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & -0,5M_r & l_{s\delta} + M_r & -0,5M_r \\ M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) & -0,5M_r & -0,5M_r & l_{s\delta} + M_r \\ M_0 & \sqrt{M_s M_r} \end{bmatrix}$$

$$L^{-1}(y) = \begin{bmatrix} l_{s\delta}^t - \tilde{M}_s & 0,5\tilde{M}_s & 0,5\tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) \\ 0,5\tilde{M}_s & l_{s\delta}^t - \tilde{M}_s & 0,5\tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) \\ 0,5\tilde{M}_s & 0,5\tilde{M}_s & l_{s\delta}^t - \tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) \\ \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & l_{s\delta}^t - \tilde{M}_r & 0,5\tilde{M}_r & 0,5\tilde{M}_r \\ \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & 0,5\tilde{M}_r & l_{s\delta}^t - \tilde{M}_r & 0,5\tilde{M}_r \\ \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & 0,5\tilde{M}_r & 0,5\tilde{M}_r & l_{s\delta}^t - \tilde{M}_r \\ \tilde{M}_0 & b^{-1} l_{s\delta}^t M_s & \tilde{M}_r = b^{-1} l_{s\delta}^t M_r & \tilde{M}_0 = -b^{-1} l_{s\delta}^t l_{s\delta}^t \sqrt{M_s M_r}, & b = 1 + LSM, l_{s\delta}^t + LSM, l_{s\delta}^t \end{bmatrix}$$

$$A = L^{-1}(y) \left[R + \omega \frac{dL(y)}{dy} \right] = \begin{bmatrix} 4 & 4 & 4 & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) \\ 4 & 4 & 4 & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) \\ 4 & 4 & 6 & M_{12} \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \tau_1) \\ M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & l_3 & l_3 & l_4 \\ M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & l_4 & l_5 & l_5 \\ M_{12} \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) & l_5 & l_4 & l_5 \\ l_3 & l_3 & l_4 & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) \\ l_4 & l_5 & l_5 & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y + \tau_1) \\ l_5 & l_4 & l_5 & M_{12} \sin(y + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) & M_{12} \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \tau_1) \end{bmatrix}$$

$$l_1 = (l_{s\delta}^t - \tilde{M}_s) l_{s\delta}^t - 0,5\tilde{M}_s l_{s\delta}^t - 0,75\sqrt{M_s M_r} M_{12}, \quad l_2 = 0,5\tilde{M}_r l_{s\delta}^t + 0,75\sqrt{M_s M_r} M_{12}, \quad M_{12} = \sqrt{M_s M_r} + \omega^2 M_s M_r (LSM, l_{s\delta}^t - l_{s\delta}^t)^2.$$

$$l_3 = (l_{s\delta}^t - \tilde{M}_r) l_{s\delta}^t - 0,5\tilde{M}_r l_{s\delta}^t + 0,75\sqrt{M_s M_r} M_{12}, \quad l_4 = 0,5\tilde{M}_s l_{s\delta}^t + 0,75\sqrt{M_s M_r} M_{12}, \quad M_{12} = \sqrt{M_s M_r} + \omega^2 M_s M_r (LSM, l_{s\delta}^t - l_{s\delta}^t)^2.$$

$$l_5 = \omega \left(\tilde{M}_s l_{s\delta}^t M_s^{-1} \tilde{M}_r l_{s\delta}^t M_r^{-1} \right)^{-1}, \quad l_6 = \omega \left(\tilde{M}_r l_{s\delta}^t M_r^{-1} \tilde{M}_s l_{s\delta}^t M_s^{-1} \right)^{-1}.$$

Общий случай электрических машин (неявно-и явнополюсных). Воспользуемся результатами [6] аналитического решения задачи определения спектра матриц

$$N = T^{-1} RL^{-1}(y) T + T^{-1} \dot{T} \quad (10)$$

уравнений Парка—Горева для многофазных машин —

$$\psi_t = -N\psi_t + u_t, \quad \psi_t = T^t \psi, \quad u_t = T^t u, \quad \psi = L(y) i. \quad (11)$$

Утверждение 2. Спектры матриц $L^{-1}(y)$ совпадают со спектрами матриц

$$N = N(L, R, y) \Big|_{\substack{R=1 \\ \omega=0}}$$

Доказательство. Положим в (10) $R=1$, $\omega=0$.

Имеем $N \Big|_{\substack{R=1 \\ \omega=0}} = T^t L^{-1} T$, что и доказывает, учи-
тывая ортогональность T , утверждение.

Пример 2. Спектр матрицы N , соответствующей матрице $L(y)$ из примера 1,

$$N = \begin{bmatrix} a_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & \omega & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & \beta & 0 & -a_1 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & \delta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_2 & 0 & \delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_r \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \alpha_s &= R_s l_{s\delta}^{-1}, \alpha_r = R_r l_{r\delta}^{-1}, \beta = R_s l_{s\delta}^{-1} - 0,5 m_s R_s l_{s\delta}^{-2} b^{-1} M_s, \\ \delta &= R_r l_{r\delta}^{-1} - 0,5 m_r R_r l_{r\delta}^{-2} b^{-1} M_r, \\ a_1 &= -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} R_s l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1}, \\ a_2 &= -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} R_r l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1}, \\ b &= 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_s + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_r, \end{aligned}$$

согласно [6] состоит из α_s , α_r и двух пар комплексно сопряженных значений:

$$\begin{aligned} 0,5 [d_1 \pm j\omega - \sqrt{(d_1 \pm j\omega)^2 - 4(d_2 \pm jd_3)}], \\ 0,5 [d_1 \pm j\omega + \sqrt{(d_1 \pm j\omega)^2 - 4(d_2 \pm jd_3)}], \end{aligned}$$

где $d_1 = \beta + \delta$; $d_2 = \beta\delta - a_1 a_2$; $d_3 = \delta\omega$. Поставив в него $R_s = R_r = 1$, $\omega = 0$, получим спектр матрицы $L^{-1}(y)$, состоящий из значений $l_{s\delta}^{-1}$, $l_{r\delta}^{-1}$ и двух значений $0,5(\tilde{d}_1 \pm \sqrt{\tilde{d}_1^2 - 4\tilde{d}_2})$, $\tilde{d}_i = \tilde{d}_i|_{R_s=0, R_r=0, \omega=0}$.

$i=1, 2$, каждое из которых имеет кратность два.

Следствие. Для определения спектра $L^{-1}(y)$ достаточно положить в аналитическом представлении матрицы N все сопротивления равными 1 Ом, а угловую частоту — нулевой и определить спектр полученной матрицы согласно [6]. Спектр же матрицы $L(y)$ суть множество величин, обратных собственным значениям матрицы $L^{-1}(y)$.

Для определения спектров матриц $[R + \omega \frac{dL(y)}{dy}]$ достаточно осуществить ортогональное преобразование

$$\begin{aligned} R' &= R + \omega T^t \frac{dL}{dy} T = R + \omega (T^t \dot{A} A^t T + T^t \dot{A} A^t T), \\ \dot{A} &= \begin{bmatrix} y_s & -x_s \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

приводящее их к блочно-диагональному виду.

Утверждение 3. Спектры матриц $[R + \omega \frac{dL(y)}{dy}]$ неявнополюсной машины с одной симметричной системой m_s обмоток на статоре и одной симметричной системой m_r обмоток на роторе состоят из $(m_s - 2)$ -кратного собственного значения R_s , $(m_r - 2)$ -кратного собственного значения R_r и комплексно-сопряженных значений

$$0,5(e_1 \pm \sqrt{e_1^2 - 4e_2}), \quad e_1 = R_s + R_r,$$

$$e_2 = R_s R_r - a^2 \omega^2, \quad a = 0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r},$$

каждое из которых имеет кратность два.

Доказательство. по сути сводится к определению спектра центрального блока Q_R матрицы:

$$\begin{aligned} R' &= \text{diag} \left\{ \begin{array}{c} R_s \dots R_s \\ \hline \frac{m_s - 2}{2} \end{array} \quad Q_R \quad \begin{array}{c} R_r \dots R_r \\ \hline \frac{m_r - 2}{2} \end{array} \right\}; \\ Q_R &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -a\omega \\ 0 & R_s & -a\omega & 0 \\ 0 & -a\omega & R_r & 0 \\ -a\omega & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Спектры матриц Λ уравнений состояния, представленных в нормальной форме Коши (2). После преобразования подобия матриц Λ имеем

$$T^t \Lambda T = T^t L^{-1} T \left(R + \omega T^t \frac{dL}{dy} T \right), \quad L = L(y). \quad (12)$$

Матрицы (12) имеют в каждом частном случае достаточно простой блочно-диагональный вид, позволяющий задачу нахождения спектров матриц Λ свести к анализу спектров блоков матриц (12). Не разбирая всех частных случаев, поясним сказанное на следующем утверждении.

Утверждение 4. Спектры матриц Λ неявнополюсных машин с симметричной системой m_s обмоток на статоре и m_r обмоток на роторе состоят из $(m_s - 2)$ -кратного собственного значения $\alpha_s = R_s l_{s\delta}^{-1}$, $(m_r - 2)$ -кратного собственного значения $\alpha_r = R_r l_{r\delta}^{-1}$ и четырех собственных значений матрицы

$$Q_\Lambda = \begin{bmatrix} \beta R_s & -aa_1\omega & a_1 R_r & -a\beta\omega \\ aa_1\omega & \beta R_s & -a\beta\omega & -a_1 R_r \\ a_1 R_s & -a\delta\omega & \delta R_r & -aa_1\omega \\ -a\delta\omega & -a_1 R_s & -aa_1\omega & \delta R_r \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} \beta &= l_{s\delta}^{-1} - 0,5 m_s l_{s\delta}^{-2} b^{-1} M_s; \quad \delta = l_{r\delta}^{-1} - 0,5 m_r l_{r\delta}^{-2} b^{-1} M_r; \\ a_1 &= -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1}; \\ a &= 0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r}; \\ b &= 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_s + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_r, \end{aligned}$$

которые при необходимости также можно записать в аналитическом виде.

Доказательство. Учитывая, что первый сомножитель в правой части выражения (12) имеет вид (см. доказательство утверждения 2)

$$T^t L^{-1} T = \text{diag} \left\{ \begin{array}{c} l_{s\delta}^{-1} \dots l_{s\delta}^{-1} \\ \hline \frac{m_s - 2}{2} \end{array} \quad Q_1 \quad \begin{array}{c} l_{r\delta}^{-1} \dots l_{r\delta}^{-1} \\ \hline \frac{m_r - 2}{2} \end{array} \right\};$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} \beta & 0 & a_1 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & -a_1 \\ a_1 & 0 & \delta & 0 \\ 0 & -a_1 & 0 & \delta \end{bmatrix},$$

где

$$\beta = l_{s\delta}^{-1} - 0,5 m_s l_{s\delta}^{-2} b^{-1} M_s;$$

$$\delta = l_{r\delta}^{-1} - 0,5 m_r l_{r\delta}^{-2} b^{-1} M_r;$$

$$a_1 = -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1};$$

$$b = 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_s + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_r,$$

а второй сомножитель — соответственно вид (см. доказательство утверждения 3)

$$R' = R + \omega T^t \frac{dL(y)}{dy} T = \text{diag} \left[\underbrace{R_s \dots R_s}_{m_s-2} \ Q_R \ \underbrace{R_r \dots R_r}_{m_r-2} \right],$$

то само выражение (12) представимо в виде

$$T^t \Lambda T = \text{diag} \left[\underbrace{\alpha_s \dots \alpha_s}_{m_s-2} \ Q_\Lambda \ \underbrace{\alpha_r \dots \alpha_r}_{m_r-2} \right], \quad (14)$$

удостоверяющем справедливость утверждения.

Пример 3. Спектр изображенной на рис. 1 матрицы Λ , соответствующей рассматриваемой в примерах 1 и 2 машине, состоит из значений $R_s l_{s\delta}^{-1}$, $R_r l_{r\delta}^{-1}$ и четырех собственных значений матрицы (13), в коэффициентах которой $m_s = m_r = 3$.

Спектры матриц стационарных уравнений состояния (уравнений Парка-Горева). В [5, 6] решена задача определения спектра матрицы N (10) уравнений Парка-Горева для однородного базиса потоков. Несложно показать, что спектр матрицы M уравнений Парка-Горева для однородного базиса токов

$$\frac{di_t}{dt} = -Mi_t + T^t L^{-1} u, \quad M = T^t L^{-1} T \times \\ \times \left[R + T^t \frac{dL(y)}{dt} T \right] + T^t \frac{dT(y)}{dt}, \quad (15)$$

полученных из уравнений (2) путем замены переменных $i = Ti_t$ совпадает со спектром матрицы N уравнения (11). В качестве примера рассмотрим матрицу M неявнополюсной машины с симметричными системами обмоток $M = \text{diag} \{ \alpha_s \dots \alpha_s \ Q_t \alpha_r \dots \alpha_r \}$,

$$Q_t = \begin{bmatrix} \beta R_s & -(aa_1-1)\omega & a_1 R_r & -a\beta\omega \\ (aa_1-1)\omega & \beta R_s & -a\beta\omega & -a_1 R_r \\ a_1 R_s & -a\delta\omega & \delta R_r & -aa_1\omega \\ -a\delta\omega & -a_1 R_s & -aa_1\omega & \delta R_r \end{bmatrix},$$

непосредственно по виду которой можно записать ее спектр.

Утверждение 5. Спектры матриц M уравнения (15) для неявнополюсной машины с симметричной системой m_s обмоток на статоре и m_r обмоток на роторе состоят из (m_s-2) -кратного

собственного значения $\alpha_s = R_s l_{s\delta}^{-1}$, (m_r-2) -кратного собственного значения $\alpha_r = R_r l_{r\delta}^{-1}$ и двух пар комплексно сопряженных значений

$$0,5 [d_1 \pm j\omega - \sqrt{(d_1 \pm j\omega)^2 - 4(d_2 \pm jd_3)}],$$

$$0,5 [d_1 \pm j\omega + \sqrt{(d_1 \pm j\omega)^2 - 4(d_2 \pm jd_3)}],$$

$d_1 = \beta + \delta$; $d_2 = \beta\delta - a_1 a_2$; $d_3 = \delta\omega$ (см. пример 2).

Замечание. Для других типов машин задача определения спектров матриц M также не представляет особой сложности, поскольку, так же как и задача определения спектров матриц N в [5], сводится к задачам определения собственных значений отдельных блоков их составляющих.

Спектры матриц D уравнений состояния для смешанного базиса

$$\frac{dz}{dt} = -Dz + HL^{-1}u, \quad D = HL^{-1} \left[RH^{-1} + \frac{dLH^{-1}}{dt} \right], \\ z = \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix}, \quad (16)$$

полученных из уравнений (1) с помощью замены переменной

$$z = Hi, \quad H = H_\delta + A_h A^t, \quad H_\delta = \text{diag} \{ 1, \dots 1, l_{r\delta} \dots l_{r\delta} \}; \\ A_h = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ x_r & y_r \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} x_s & y_s \\ x_r & y_r \end{bmatrix}.$$

Спектр подобных уравнений можно определить, анализируя особенности структуры матрицы D и ее ортогональные преобразования, что ниже иллюстрируется применительно к наиболее простому случаю.

Утверждение 6. Спектры матриц D для неявнополюсных машин с симметричной системой m_s обмоток на статоре и m_r обмоток на роторе состоят из (m_s-2) -кратного собственного значения $\alpha_s = R_s l_{s\delta}^{-1}$, (m_r-2) -кратного собственного значения $\alpha_r = R_r l_{r\delta}^{-1}$ и четырех собственных значений $\alpha_{1,2}, \alpha_{3,4}$ —

$$\alpha_{1,2} = 0,5 (c_1 \pm \sqrt{c_1^2 - 4c_2}); \quad \alpha_{3,4} = 0,5 (c_1 \pm \sqrt{c_1^2 - 4c_3});$$

$$c_1 = \beta - a_2 l_2 + \delta + a_2 l_2;$$

$$c_2 = (\beta - a_2 l_2) (\delta + a_2 l_2) + a_2 l_2 \sqrt{v^2 + l_1^{-2} l_2^2 \omega^2};$$

$$c_2 = (\beta - a_2 l_2) (\delta + a_2 l_2) - a_2 l_2 \sqrt{v^2 + l_1^{-2} l_2^2 \omega^2}$$

матрицы

$$Q_d = \begin{bmatrix} \beta - a_2 l_2 & 0 & v & -l_1^{-1} l_2 \omega \\ 0 & \beta - a_2 l_2 & -l_1^{-1} l_2 \omega & -v \\ a_2 l_2 & 0 & \delta + a_2 l_2 & 0 \\ 0 & -a_2 l_2 & 0 & \delta + a_2 l_2 \end{bmatrix},$$

где

$$\beta = R_s l_{s\delta}^{-1} - 0,5 m_s R_s l_{s\delta}^{-2} b^{-1} M_s;$$

$$\delta = R_r l_{r\delta}^{-1} - 0,5 m_r R_r l_{r\delta}^{-2} b^{-1} M_r;$$

$$a_1 = -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} R_s l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1};$$

$$a_2 = -0,5 \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} R_r l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} b^{-1};$$

$$b = 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_s + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_r;$$

$$l_1 = l_{s\delta} + 0,5 b m_s M_s; \quad l_2 = 0,5 b \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} l_{r\delta}^{-1};$$

$$v = \beta l_2 l_1^{-1} + a_1 l_1^{-1} - a_2 l_2^2 l_1^{-1} - \delta l_2 l_1^{-1},$$

Доказательство. Произведя замену переменных $\Psi_t = H T^t z$, $\tilde{H} = T^t L H^{-1} T$ в уравнении (1), после нескольких преобразований имеем

$$\tilde{H} = \text{diag} \{ l_{s\delta} \dots l_{s\delta} \quad Q_h \quad 1 \dots 1 \},$$

$$Q_h = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & l_2 & 0 \\ 0 & l_1 & 0 & -l_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где

$$l_1 = l_{s\delta} + 0,5 m_s M_s; \quad l_2 = 0,5 b \sqrt{m_s m_r} \sqrt{M_s M_r} l_{r\delta}^{-1};$$

$$b = 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_s + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_r.$$

Тогда получаем

$$T^t D T = \tilde{H}^{-1} N \tilde{H} + T^t T =$$

$$= \text{diag} \{ R_s l_{s\delta}^{-1} \dots R_s l_{s\delta}^{-1} \quad Q_d \quad R_r l_{r\delta}^{-1} \dots R_r l_{r\delta}^{-1} \},$$

что и доказывает, учитывая ортогональность матрицы T , утверждение 6.

Пример 4. На рис. 2 изображена матрица D рассматриваемой в примерах 1–3 машины (на рис. 3 приведены составляющие этой матрицы), спектр которой состоит из значений $R_s l_{s\delta}^{-1}$, $R_r l_{r\delta}^{-1}$ и четырех собственных значений $\alpha_{1,2} = 0,5 (c_1 \pm \sqrt{c_1^2 - 4c_2})$, $\alpha_{3,4} = 0,5 (c_1 \pm \sqrt{c_1^2 - 4c_3})$, в обозначениях которых (см. утверждение 6) $m_s = m_r = 3$.

Спектральные расщепления матриц уравнений состояния многофазных машин: собственные векторы, компоненты, проекторы матриц. Определив спектры матриц уравнений состояния, можно найти и другие важные элементы спектральных расщеплений матриц — собственные векторы и компоненты. Зная собственные векторы, матрицы можно приводить к жордановой форме [11] (см. [6] и пример ниже). Поскольку определение собственных векторов матриц уравнений состояния

$$D = H L^{-1} \left[R H^{-1} + \frac{d L H^{-1}}{dt} \right] =$$

$$\begin{bmatrix} a_0 & a_1 & a_1 & M_d \sin(y + \theta) & M_d \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \theta) & M_d \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \theta) \\ a_1 & a_0 & a_1 & M_d \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \theta) & M_d \sin(y + \theta) & M_d \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \theta) \\ a_1 & a_1 & a_0 & M_d \sin(y + \frac{2\pi}{3} + \theta) & M_d \sin(y - \frac{2\pi}{3} + \theta) & M_d \sin(y + \theta) \\ \hat{M}_0 \cos(y) & \hat{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \hat{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & a_2 & a_3 & a_3 \\ \hat{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \hat{M}_0 \cos(y) & \hat{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & a_3 & a_2 & a_3 \\ \hat{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \hat{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \hat{M}_0 \cos(y) & a_3 & a_3 & a_2 \end{bmatrix}$$

$$a_0 = R_s l_{s\delta}^{-1} - \tilde{M}_s + 1,5 R_s \tilde{M}_0 \tilde{M}_0; \quad a_1 = 0,5 \tilde{M}_s - 0,75 R_s \tilde{M}_0 \tilde{M}_0; \quad \tilde{M}_0 = -c^{-1} R_s l_{s\delta}^{-1} \sqrt{M_s M_r}; \quad a_2 = R_r l_{r\delta}^{-1} - \tilde{M}_r;$$

$$a_3 = 0,5 R_r \tilde{M}_r; \quad M_d = \sqrt{l_{s\delta}^{-2} - 1,5 \tilde{M}_s^2} l_{s\delta}^{-1} \tilde{M}_0^2 + a^2 (l_{r\delta}^{-2} - 1,5 \tilde{M}_r^2) l_{r\delta}^{-1} \tilde{M}_0^2;$$

$$\theta = \arctan \{ (l_{s\delta}^{-2} - 1,5 \tilde{M}_s^2) R_s \tilde{M}_0 a^{-1} (l_{r\delta}^{-2} - 1,5 \tilde{M}_r^2) R_r \tilde{M}_0 \} / \tilde{M}_0^2; \quad c = 1 + 1,5 M_s l_{s\delta}^{-1}$$

$$H(y) =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & l_{s\delta} + M_s & -0,5 M_r & -0,5 M_r \\ M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) & M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & -0,5 M_r & l_{s\delta} + M_s & -0,5 M_r \\ M_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & M_0 \cos(y) & -0,5 M_r & -0,5 M_r & l_{s\delta} + M_s \end{bmatrix}$$

$$H^{-1}(y) =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & l_{s\delta} - \tilde{M}_s & 0,5 \tilde{M}_r & 0,5 \tilde{M}_r \\ \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & 0,5 \tilde{M}_r & l_{s\delta} - \tilde{M}_s & 0,5 \tilde{M}_r \\ \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & 0,5 \tilde{M}_r & 0,5 \tilde{M}_r & l_{s\delta} - \tilde{M}_s \end{bmatrix}$$

$$\tilde{M}_r = c^{-1} l_{s\delta}^{-1} \tilde{M}_s; \quad \tilde{M}_0 = -c^{-1} l_{s\delta}^{-1} \sqrt{M_s M_r}; \quad c = 1 + 1,5 M_s l_{s\delta}^{-1}$$

$$H L^{-1}(y) =$$

$$\begin{bmatrix} l_{s\delta}^{-1} - \tilde{M}_s & 0,5 \tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) \\ 0,5 \tilde{M}_s & l_{s\delta}^{-1} - \tilde{M}_s & 0,5 \tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) \\ 0,5 \tilde{M}_s & 0,5 \tilde{M}_s & l_{s\delta}^{-1} - \tilde{M}_s & \tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & \tilde{M}_0 \cos(y) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{M}_s = b^{-1} l_{s\delta}^{-2} M_s; \quad \tilde{M}_r = b^{-1} l_{s\delta}^{-2} M_r; \quad \tilde{M}_0 = -b^{-1} l_{s\delta}^{-1} l_{r\delta}^{-1} \sqrt{M_s M_r}; \quad b = 1 + 1,5 M_s l_{s\delta}^{-1} + 1,5 M_r l_{r\delta}^{-1}$$

$$H L^{-1} =$$

$$\begin{bmatrix} l_{s\delta} + c^{-1} M_s & -0,5 c^{-1} M_s & -0,5 c^{-1} M_s & -\tilde{M}_0 \cos(y) & -\tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & -\tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) \\ -0,5 c^{-1} M_s & l_{s\delta} + c^{-1} M_s & -0,5 c^{-1} M_s & -\tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & -\tilde{M}_0 \cos(y) & -\tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) \\ -0,5 c^{-1} M_s & -0,5 c^{-1} M_s & l_{s\delta} + c^{-1} M_s & -\tilde{M}_0 \cos(y + \frac{2\pi}{3}) & -\tilde{M}_0 \cos(y - \frac{2\pi}{3}) & -\tilde{M}_0 \cos(y) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

уже рассматривалось в [6], остановимся подробнее на задаче определения компонент матриц. Компоненты матриц, используемые не только при расщеплении последних, но также и при построении аналитических решений соответствующих уравнений состояния (см. ниже), для некоторой $m \times m$ — матрицы A со сложным спектром $\{\alpha_k\}$, где собственные значения α_k имеют кратности m_k , $k = \overline{1, q}$, $\sum_{k=1}^q m_k = m$ представляют собой множество q $m \times m$ -матриц вида [11]

$$B_{kS} = (A - \alpha_k 1)^{s-1} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^q (A - \alpha_j 1) \times$$

$$\times \left[(s-1)! \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^q (\alpha_k - \alpha_j) \right]^{-1}, \quad s = \overline{1, m_k}, \quad (17)$$

в котором матрицы B_{k1} называются также проектированиями.

Утверждение 7. В расщеплении матрицы уравнений состояния многофазных электрических машин участвуют только проектирования (т. е. для любого кратного собственного значения α_k такой матрицы $B_{k1} = 0, s \geq 2$).

Для доказательства достаточно учесть диагонализуемость матриц рассматриваемого класса (см. [6] и выше по тексту).

Пример 5. Определим проектирования матрицы N (10) уравнения (11) для неявнополюсных машин с симметричной системой m_s обмоток на статоре и m_r обмоток на роторе, спектр которой состоит из $(m_s - 2)$ -кратного собственного значения $\alpha_s = R_s l_{s0}^{-1}$, $(m_r - 2)$ -кратного собственного значения $\alpha_r = R_r l_{r0}^{-1}$ и двух пар комплексно-сопряженных собственных значений $\alpha_{1,2}$ и $\alpha_{3,4}$ (подробнее см. [5]). Для этого диагонализируем матрицу $N = T_x \Lambda T_y$, $\Lambda = \text{diag}\{\alpha_s, \dots, \alpha_s, \lambda_1, \dots, \lambda_4, \alpha_r, \dots, \alpha_r\}$ с помощью матриц $T_y = \text{diag}\{1, \dots, 1, Y 1, \dots, 1\}$, $T_x = T_y^{-1} = \text{diag}\{1, \dots, 1, X 1, \dots, 1\}$, в которых столбцы матрицы T_x представляют собой правые, а строки матрицы T_y — левые векторы матрицы N :

$$X = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & -j & j & -j \\ -a_2^1 & -a_2^2 & -a_2^3 & -a_2^4 \\ ja_2^1 & -ja_2^2 & ja_2^3 & -ja_2^4 \end{bmatrix};$$

$$Y = \begin{bmatrix} h_1 & -jh_1 & -a_1^1 h_1 & -ja_1^1 h_1 \\ h_2 & jh_2 & -a_1^2 h_2 & ja_1^2 h_2 \\ h_3 & -jh_3 & -a_1^3 h_3 & -ja_1^3 h_3 \\ h_4 & jh_4 & -a_1^4 h_4 & ja_1^4 h_4 \end{bmatrix};$$

$$a_i^k = \frac{\alpha_i}{\delta - \lambda_k}; \quad h_k = \frac{1}{2(1+a_1^k a_2^k)}; \quad k = \overline{1, 4}, \quad i = 1, 2.$$

Тогда из формулы (17) следует, что проектирования, отвечающие собственным значениям $\alpha_s, \alpha_r, \alpha_1, \dots, \alpha_4$, соответственно равны:

$$P_{\alpha_s} = T_x \Lambda_{\alpha_s} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_s} = \text{diag}\left\{\frac{1, \dots, 1}{m_s - 2}, \frac{0, \dots, 0}{m_r + 2}\right\};$$

$$P_{\alpha_r} = T_x \Lambda_{\alpha_r} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_r} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_r + 2}, \frac{1, \dots, 1}{m_s - 2}\right\};$$

$$P_{\alpha_1} = T_x \Lambda_{\alpha_1} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_1} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 2}, 1 \frac{0, \dots, 0}{m_r + 1}\right\};$$

$$P_{\alpha_2} = T_x \Lambda_{\alpha_2} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_2} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 1}, 1 \frac{0, \dots, 0}{m_r}\right\};$$

$$P_{\alpha_3} = T_x \Lambda_{\alpha_3} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_3} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s}, 1 \frac{0, \dots, 0}{m_r - 1}\right\};$$

$$P_{\alpha_4} = T_x \Lambda_{\alpha_4} T_y; \quad \Lambda_{\alpha_4} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s + 1}, 1 \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\},$$

или в развернутом виде:

$$P_{\alpha_s} = \text{diag}\left\{\frac{1, \dots, 1}{m_s - 2}, \frac{0, \dots, 0}{m_r + 2}\right\}; \quad P_{\alpha_r} = \text{diag}\left\{\frac{1, \dots, 1}{m_s + 2}, \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\};$$

$$P_{\alpha_1} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 2}, \Delta_1, \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\};$$

$$\Delta_1 = \begin{bmatrix} h_1 & -jh_1 & -a_1^1 h_1 & -ja_1^1 h_1 \\ jh_1 & h_1 & -ja_1^1 h_1 & a_1^1 h_1 \\ -a_2^1 h_1 & ja_2^1 h_1 & a_2^1 a_1^1 h_1 & ja_2^1 a_1^1 h_1 \\ ja_2^1 h_1 & a_2^1 h_1 & -ja_2^1 a_1^1 h_1 & a_2^1 a_1^1 h_1 \end{bmatrix};$$

$$P_{\alpha_2} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 2}, \Delta_2, \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\};$$

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} h_2 & jh_2 & -a_1^2 h_2 & ja_1^2 h_2 \\ -jh_2 & h_2 & ja_1^2 h_2 & a_1^2 h_2 \\ -a_2^2 h_2 & -ja_2^2 h_2 & a_2^2 a_1^2 h_2 & -ja_2^2 a_1^2 h_2 \\ -ja_2^2 h_2 & a_2^2 h_2 & ja_2^2 a_1^2 h_2 & a_2^2 a_1^2 h_2 \end{bmatrix};$$

$$P_{\alpha_3} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 2}, \Delta_3, \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\};$$

$$\Delta_3 = \begin{bmatrix} h_3 & -jh_3 & -a_1^3 h_3 & -ja_1^3 h_3 \\ jh_3 & h_3 & -ja_1^3 h_3 & a_1^3 h_3 \\ -a_2^3 h_3 & ja_2^3 h_3 & a_2^3 a_1^3 h_3 & ja_2^3 a_1^3 h_3 \\ ja_2^3 h_3 & a_2^3 h_3 & -ja_2^3 a_1^3 h_3 & a_2^3 a_1^3 h_3 \end{bmatrix};$$

$$P_{\alpha_4} = \text{diag}\left\{\frac{0, \dots, 0}{m_s - 2}, \Delta_4, \frac{0, \dots, 0}{m_r - 2}\right\};$$

$$\Delta_4 = \begin{bmatrix} h_4 & jh_2 & -a_1^4 h_4 & ja_1^4 h_4 \\ -jh_4 & h_2 & ja_1^4 h_4 & a_1^4 h_4 \\ -a_2^4 h_4 & -ja_2^4 h_2 & a_2^4 a_1^4 h_4 & -ja_2^4 a_1^4 h_4 \\ -ja_2^4 h_4 & a_2^4 h_2 & ja_2^4 a_1^4 h_4 & a_2^4 a_1^4 h_4 \end{bmatrix}.$$

Проектирования позволяют, в частности, произвести следующее спектральное расщепление рассматриваемой матрицы:

$$N = P_{\alpha_s} \alpha_s + P_{\alpha_r} \alpha_r + \sum_i^4 P_{\alpha_i} \alpha_i.$$

Использование спектральных расщеплений матриц в задачах аналитического решения уравнений

ния состояния. Для стационарных уравнений состояния электрических машин, например уравнений (11), аналитические решения могут быть выражены через спектр и компоненты (проекторы) матрицы N [10, 11].

Пример 6. Для рассмотренной в предыдущем разделе матрицы N неявнополюсной машины установившаяся Ψ_t' и переходящая Ψ_t'' составляющие решения $\Psi_t = \Psi_t' + \Psi_t''$ уравнений (11) имеют вид

$$\Psi_t' = - \left[P_{\alpha_s} U(-\alpha_s; t) + P_{\alpha_r} U(-\alpha_r; t) + \sum_i^4 P_{\alpha_i} U(-\alpha_i; t) \right];$$

$$\Psi_t'' = \sum_{k \in \{s, r, 1, \dots, 4\}} P_{\alpha_k} e^{-\alpha_k t} [\Psi_t(0) - \Psi_t'(0)],$$

где $U(p; t)$ — изображение Лапласа от функции $u(t)$ с временным сдвигом [11].

При этом наличие в спектре N комплексно-сопряженных значений $\alpha_{1,2}$ и $\alpha_{3,4}$ позволяет сгруппировать соответствующие слагаемые решения, например $(P_{\alpha_1} e^{-\alpha_1 t} + P_{\alpha_2} e^{-\alpha_2 t})$ и $(P_{\alpha_3} e^{-\alpha_3 t} + P_{\alpha_4} e^{-\alpha_4 t})$, придать ему более компактный вид, ограничившись, например, в переходящей составляющей четырьмя, а не шестью слагаемыми.

Замечание. Возможен и другой, несвязанный с определением проекторов путь аналитического решения стационарных уравнений типа (11), а именно: расщепив их, как показано в [6], на самые простые (первого — второго порядков для неявнополюсных машин) уравнения, найти классическим способом решения последних и затем осуществить преобразование к исходному базису.

Учет высших гармоник матрицы $L(y)$ уравнений состояния электрических машин. В развитой технике учета высших гармоник при аналитической обработке уравнений состояния неявнополюсных машин с m_s обмоток на статоре и m_r обмоток на роторе [4, 6] число их ограничивается величиной $k = \min \left\{ \left[\frac{m_s}{2} \right], \left[\frac{m_r}{2} \right] \right\}$.

Вместе с тем, при решении задач: преобразования уравнений (1) к уравнениям типа Парка—Горева, обращения матриц $L(y)$, определения спектров матриц для различных представлений уравнений состояния, спектральных расщеплений уравнений состояния, аналитических решений этих уравнений можно учитывать гораздо большее число высших гармонических, ограничив его величиной $k = \min \{m_s, m_r\}$ (для определенности $m_s < m_r$, $k = m_s$). Покажем это на примерах решения двух следующих задач.

Утверждение 8. Обращение матрицы $L(y)$ для неявнополюсных машин, учитывающей $(k-1)$ -гармоник, может быть выполнено аналитически:

$$L^{-1}(y) = L_{\delta}^{-1} - L_{\delta}^{-1} A B A L_{\delta}^{-1}; \quad A = \{x_1 y_1 \dots x_{k-1} y_{k-1}\};$$

Вологодская областная научная библиотека

$$B = \begin{bmatrix} d_1 1_2 & & & -e_1 E \\ & d_2 1_2 & & -e_2 E \\ & & \ddots & \vdots \\ & -e_{k-2} E & & d_{k-2} 1_2 \\ -e_{k-1} E & & & d_{k-1} 1_2 \end{bmatrix},$$

где

$$1_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \cos ky & -\sin ky \\ -\sin ky & -\cos ky \end{bmatrix},$$

$$d_j = b_{k-j} (b_j b_{k-j} - l_j^2)^{-1}, \quad j = \overline{1, k-1},$$

$$b_j = 1 + 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} M_{si} + 0,5 m_r l_{r\delta}^{-1} M_{ri};$$

$$l_j = 0,5 m_s l_{s\delta}^{-1} \sqrt{M_{si} M_{s(k-i)}}; \quad e_j = l_j (b_j b_{k-j} - l_j^2)^{-1}.$$

Доказательство может быть проведено аналогично доказательству сходного утверждения для матрицы $L(y)$, учитывающей лишь основную гармонику [5, 6].

Утверждение 9. Преобразования $\Psi = T \Psi_t$, $T = P_s \oplus P_r$ [см. (7)] с последующим перестановочно-подобным преобразованием строк $\Psi_t = T \Psi_t'$ ([6]) преобразуют уравнения (1) (где $\Psi = L(y)i$ с матрицей, учитывающей k гармоник, к уравнениям типа Парка—Горева вида

$$\Psi_t' = -N' \Psi_t' + u_t';$$

$$N' = \text{diag} \left\{ \underbrace{\alpha_s \dots \alpha_s}_{m_s-2 \left[\frac{m_s-1}{2} \right]}, \quad Q \quad \underbrace{\alpha_r \dots \alpha_r}_{m_r-2 \left[\frac{m_r-1}{2} \right]} \right\}; \quad (18)$$

$$Q = \text{diag } Q_i, \quad i = 1, \left[\frac{m_s-1}{2} \right]; \quad Q_i = \begin{bmatrix} \beta_i & i\omega & a_{1i} & 0 \\ -i\omega & \beta_i & 0 & -a_{1i} \\ a_{2i} & 0 & \delta_i & 0 \\ 0 & -a_{2i} & 0 & \delta_i \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где

$$\beta_i = -(t_i^2 d_i - f_i t_i e_{k-i}) R_s + R_s l_{s\delta}^{-1};$$

$$a_{1i} = -(t_i' t_i d_i - f_i t_i' e_i) R_s,$$

$$a_{2i} = -(t_i' t_i d_i - f_i t_i' e_i) R_r + 0,5 m_s M_s;$$

$$\delta_i = R_r l_{r\delta}^{-1} - R_r t_i'^2 d_i; \quad t_i = \frac{m_s}{2} \sqrt{M_{si}} l_{s\delta}^{-1};$$

$$t_i' = \sqrt{\frac{m_r}{2}} \sqrt{M_{ri}} l_{r\delta}^{-1}; \quad f_i = \sqrt{\frac{m_s}{2}} \sqrt{M_{s(k-1)}} l_{s\delta}^{-1}.$$

Доказательство, как и обозначения здесь аналогичны принятым при решении сходной задачи в [6].

Утверждение 10. Спектры матриц N' (18) рассматриваемой машины состоят из $m_s - 2 \left[\frac{m_s - 1}{2} \right]$ кратного собственного значения α_s , $m_r - 2 \left[\frac{m_s - 1}{2} \right]$ кратного собственного значения α_r и $4 \left[\frac{m_s - 1}{2} \right]$ собственных значений матрицы Q (19).

Выводы и обобщения. 1. Спектры всех матриц $L(y)$, $L^{-1}(y)$, $\left[R + \omega \frac{dL(y)}{dy} \right]$, Λ , $H(y)L^{-1}(y)$, D и т. д. нестационарных уравнений состояния многофазных машин стационарны (не зависят от y).

2. Использование ортогональных преобразований [5, 6] позволяет любые матрицы рассмотренных стационарных и не стационарных уравнений состояния приводить к блочно-диагональному виду, существенно упрощающему в общем случае решение спектральной проблемы и, в частности, позволяющему находить спектры матриц в аналитическом виде для уравнений неявноплюсных машин.

3. Предложенная техника построения и использования ортогональных преобразований позволяет определять спектры и других матриц, связанных с уравнениями состояния многофазных электрических машин и появляющихся в задачах их анализа и синтеза управления, и в частности матриц:

уравнений состояния для смещенных базисов, отличных от рассмотренного в (16) базиса «Токи–Потоки»;

уравнений состояния, используемых в задачах векторного управления;

якобианов уравнений состояния, дополненных уравнениями моментов [12];

разностных схем уравнений состояния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Krause P.C. Analysis of Electric Machinery. — N.Y.: McGraw-Hill. 1986.
2. Retter G.J. Matrix and space-phasor theory of electrical machines. — Budapest. 1987.
3. Willems J.L. A system theory approach to unified electrical machine analysis. — Int. J.Contr., 1972, vol. 15, № 3.
4. Willems J.L. Space harmonics in unified electrical machine

theory. — Proc. IEE, 1971, vol. 118, № 10.

5. Бутырин П.А., Чинь Хунг Лян. Спектры матриц уравнений Парка–Горева. — Изв. РАН. Энергетика, 1994, № 5.

6. Бутырин П.А., Чинь Хунг Лян. Спектральные расщепления уравнений Парка–Горева. — Изв. РАН. Энергетика, 1994, № 6.

7. Бутырин П.А., Чинь Хунг Лян. Спектры матриц индуктивностей уравнений состояния электрических машин. — Электричество, 1994, № 11.

8. Бутырин П.А., Борю С.Ю. Аналитические преобразования уравнений состояния электрических машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 2.

9. Бутырин П.А., Чинь Хунг Лян. Аналитическое обращение матриц индуктивностей уравнений состояния электрических машин. — Электричество, 1995, № 2.

10. Бутырин П.А. Аналитические решения уравнений состояния электрических машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 6.

11. Демирчян К.С., Бутырин П.А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей. — М.: Высшая школа, 1988.

12. Бутырин П.А., Чинь Хунг Лян. Синтез оптимального управления машинно-вентильными системами. — Труды второй международной научно-технич. конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения», т. 7. — Новосибирск. 1994.

[30.03.95]

Авторы: Бутырин Павел Анфимович окончил энергетический факультет Челябинского политехнического института в 1974 г. В 1994 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ) защитил докторскую диссертацию на тему «Разработка аналитических и численно-аналитических методов решения уравнений состояния электрических цепей». Старший научный сотрудник Института высоких температур Российской АН, ученый секретарь Научного Совета РАН «Научные основы электроэнергетики, электротехники и электрофизики».

Чинь Хунг Лян окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ в 1989 г. В 1993 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Синтез оптимального по быстродействию управления вентильными преобразователями с использованием принципа макромоделирования. Стажер кафедры теоретических основ электротехники МЭИ.

Статистичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием

БАУШЕВ В.С., ЖУСУБАЛИЕВ Ж.Т., МИХАЛЬЧЕНКО С.Г.

Исследуется динамика импульсного стабилизатора напряжения на модели, представленной в виде двумерного отображения. Цель исследования заключается в выяснении причин возникновения хаотической динамики. Как вспомогательное рассмотрено одномерное отображение Фейгенбаума. Наряду с известным понятием области притяжения вводится понятие внутренней области притяжения. Показано, что хаотическая динамика возникает при определенных соотношениях радиусов областей притяжения и величин случайных помех. Показаны причины возникновения катастрофической хаотизации.

Ключевые слова: динамическая система, импульсный стабилизатор напряжения, бифуркация, хаос, катастрофа

Введение. Материалы статьи являются продолжением исследований динамики импульсного стабилизатора напряжения, отраженных в публикации [1], где даны классификация периодических движений при вариации коэффициента усиления, а также выявлена неединственность устойчивых периодических движений при фиксированных параметрах и возможность смены движений под воздействием внешних помех. Дальнейшие исследования позволили внести существенные корректизы в понимание механизма хаотизации в динамике стабилизатора.

Постановка задачи и цель исследования. Динамика стабилизатора в [1] исследовалась на модели, представленной в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений с внешним периодическим воздействием:

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX + Bk_F(\xi); \\ X &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_h} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} E_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \\ \xi &= \alpha(u_y - \beta x_2) - u_{\text{оп}}(t/a - E_1(t/a)). \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $E_1(t)$ — целая функция; $x_1 = i_L$ — ток в дросселе выходного фильтра; $x_2 = u_C$ — выходное напряжение.

Параметры устройства: $L = 0,1$ Гн; $C = 10^{-6}$ Ф; $R = 10,6$ Ом; $R_h = 100$ Ом; $E_0 = 1040$ В; $u_y = 5$ В; $\beta = 0,01$; $u_{\text{оп}} = 10$ В; $a = 10^{-4}$ с; $\alpha > 0$. Импульсная функция $k_F(\xi)$ в пределах тактового интервала $(k-1)a < t < ka$ определяется как

$$k_F = \begin{cases} 1, & (k-1)a < t < t_k; \\ 0, & t_k < t < ka, \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots$$

Dynamics of an impulse voltage regulator is investigated, using a model, represented by two-dimensional mapping. The purpose of the investigation is to find out the reasons for chaotic dynamics appearance. As auxiliary one-dimensional mapping of Feigenbaum is considered. Side by side with a well known notion of the region of attraction a notion of the inner region of attraction is introduced. It is shown that chaotic dynamics appears under certain correlations between region of attraction radii and a value of random disturbances. Reasons for catastrophic chaos are given.

Ключевые слова: dynamic system, impulse voltage regulator, twodimensional mapping, chaotic dynamics, bifurcation, catastrophic chaos

Здесь t_k — момент коммутации, определяемый в зависимости от $\xi(t)$ алгоритмом

$$t_k = \begin{cases} (k-1)a, & \xi((k-1)a) \leq 0; \\ \rightarrow \xi(t) = 0, & \xi((k-1)a) > 0, \xi(ka) < 0; \\ ka, & \xi(t) > 0, (k-1)a < t < ka. \end{cases} \quad (2)$$

В первом случае длительность импульса равна нулю, во втором определяется наименьшим корнем уравнения $\xi(t) = 0$, в третьем равна величине тактового интервала. Этот алгоритм построен на основе сформулированных в [1] принципов формирования импульса, отражающих специфику системы управления. Периодическое решение системы (1) с периодом $T = ta$ назовем t -циклом.

От системы (1) с алгоритмом формирования моментов коммутации (2) нетрудно перейти к отображению. Рассмотрим сначала разомкнутую (без управления) систему (1) с моментом коммутации τ , $(k-1)a < \tau < ka$. В этом случае

$$\begin{aligned} X(\tau) &= X_s + e^{A(\tau-(k-1)a)}(X_{k-1} - X_s); \\ X_k &= e^{Aa}(X_{k-1} - X_s) + e^{A(ka-\tau)}X_s; \\ \xi(\tau) &= \alpha(u_y - \beta x_2(\tau)) - u_{\text{оп}}(\tau/a - (k-1)); \\ X_k &= X(ka); \quad X_s = -A^{-1}B. \end{aligned} \quad (3)$$

Для замкнутой системы с учетом второго выражения (3), алгоритма (2) и обозначений

$$z = \tau/a - (k-1), \quad \xi(\tau) = \varphi(z)$$

получаем двумерное отображение

$$\begin{aligned} X_k &= e^{Aa}(X_{k-1} - X_s) + e^{Aa(1-z_k)}X_s; \\ z_k &= \begin{cases} 0, & \varphi(0) \leq 0; \\ \rightarrow \varphi(z) = 0, & \varphi(0) > 0, \varphi(1) < 0; \\ 1, & \varphi(z) > 0, 0 < z < 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

В [1] отображение (4) рассматривалось в других переменных, связанных невырожденным линейным преобразованием с X . Это было сделано с единственной целью — упростить аналитические выкладки при получении системы уравнений относительно моментов коммутации, на основе которой проводились расчеты m -циклов.

В связи с дальнейшим содержанием статьи необходимо указать позицию авторов относительно терминов «стохастичность», «хаотичность», «катастрофа». Понятия стохастичность и хаотичность используются для обозначения случайных движений. В научной литературе нет четкого разграничения этих понятий. Некоторые исследователи термин стохастичность используют для обозначения движений недетерминированных динамических систем, т. е. систем с внешним случайным воздействием. Термин хаотичность используется для обозначения движений детерминированных динамических систем (см., например, [2], с. 12), способных к самопорождению хаоса. Обоснованием существования таких систем занимаются сторонники компенсации странных аттракторов. Другие исследователи используют понятия стохастичность и хаотичность как синонимы (см. [3], с. 74). Этой же позиции придерживаются авторы статьи.

Проблема идентификации хаоса возникла в связи с необходимостью поиска критериев перехода от детерминированной динамики к хаосу (см. [3], с. 244). Для целей, предусмотренных в этой статье, необходимость в идентификации хаоса не имеет большого значения, а приводимые далее результаты численных экспериментов достаточно наглядны в отношении хаоса.

Наиболее близко к позиции авторов понятие катастрофы, данное В.И. Арнольдом [4, с. 8]: «Катастрофами называются скачкообразные изменения, возникающие в виде внезапного ответа системы на плавное изменение внешних условий». Конечно это определение нуждается в уточнении, но оно позволяет объяснить, что понимается под выражением «катастрофическая хаотизация», используемым далее в статье, — это смена движения с «хорошими» характеристиками (например, для стабилизатора — это малость пульсаций) на хаотическое.

Теперь можно четко сформулировать цель исследований, проводимых в статье: это выяснение причин возникновения хаотических движений в динамике стабилизатора и катастрофической хаотизации.

Анализ картины ветвления. Найденные устойчивые m -циклы в зависимости от коэффициента усиления были представлены в [1] в виде таблицы и графика, названного авторами [1] картиной ветвления. Здесь эта картина ветвления, Вологодская областная универсальная научная библиотека

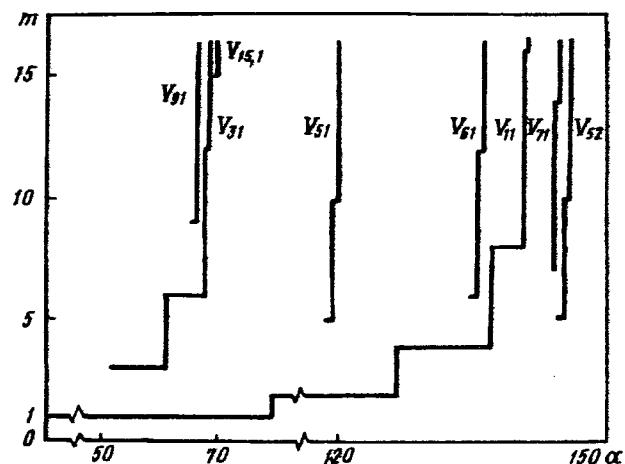


Рис. 1. Картина ветвления для стабилизатора

в отличие от [1], изображена в масштабе на рис. 1. По горизонтальной оси ведется отсчет коэффициента усиления α , по вертикальной — величины m , отвечающей определенному m -циклу. Каждая кривая рис. 1 состоит из горизонтальных и вертикальных участков и названа ветвью. Для ветвей введены обозначения V_{ij} , где индекс i указывает, с какого i -цикла ветвь начинается. Максимальное значение j указывает количество найденных ветвей, имеющих одно и то же значение i . В дополнение к данным публикации [1] найдена ветвь V_{51} , начинающаяся с $\alpha = 119,993$. Ветвь V_{11} назовем основной. Все другие ветви ($i > 1$) начинаются с коэффициентов усиления, отвечающих жесткому возникновению (в [1] возбуждению) i -циклов. Диапазон по α существования каждой ветви представляется в виде интервалов, обозначаемых неравенствами

$$\alpha_{ij} < \alpha_{2i,j} < \dots < \alpha_{2^k i,j} < \dots < \alpha_{ij*}.$$

Параметры $\alpha_{2^k i,j}$, $k = 1, 2, \dots$ соответствуют потере устойчивости $2^{k-1}i$ -цикла и возникновению устойчивого $2^k i$ -цикла. Их называют бифуркационными параметрами или параметрами мягкого возникновения (в [1] возбуждения) $2^k i$ -циклов. С увеличением k происходит сужение указанных интервалов так, что для каждой ветви имеется предельное α_{ij*} , отвечающее апериодическому движению ($m = \infty$). Следуя [5], назовем эти параметры точками сгущения. Например, для ветви V_{11} : $\alpha_{11} = 0$; $\alpha_{21} = 86,58$; $\alpha_{41} = 126,84$; ...; $\alpha_{11*} \approx 141,06$. Интервалы по α существования некоторых ветвей настолько узкие, что на рис. 1 они изображены в виде вертикальных линий.

«Читается» картина ветвления просто: для некоторого выбранного α из соответствующей точки горизонтальной оси проводится вертикальная линия; пересечение этой линии с горизонтальным

участком ветвей указывает на существование соответствующих m -циклов; если эта линия совпадает с вертикальным участком некоторой ветви, то выбранное α является бифуркационным для этой ветви. Необходимо заметить, что картина ветвления рис. 1 неполная. Выделены лишь те ветви, диапазон существования которых по α достаточно велик.

Пусть $X_c(t)$ — устойчивый m -цикл, и пусть $\varepsilon(t) = X(t) - X_c(t)$ — возмущение, определяемое действием возмущающего фактора и свойствами самой динамической системы. Предполагается, что возмущающий фактор действует в дискретные моменты времени, так что $\varepsilon(t)$ отражает динамику (1) за исключением этих моментов времени. Так же, как и в [1], под величиной помехи понимается

$$\max_t |\varepsilon(t)|.$$

В пределах по α существования основной ветви имеет место неединственность m -циклов. При определенных соотношениях радиусов (в [1] величин) областей притяжения устойчивых m -циклов и величин помех возникает недетерминированная динамика — стабилизатор функционирует (не считая переходных процессов) в одном из устойчивых m -циклов (под детерминированной понимается динамика, отвечающая одному m -циклу). В [1] это продемонстрировано при $\alpha=59$, отвечающем существованию устойчивых 1-цикла и 3-цикла.

Пусть при выбранных параметрах существует n устойчивых периодических движений с радиусами областей притяжения r_1, r_2, \dots, r_n . Различные отношения между радиусами областей притяжения и величиной помехи приведут к различным типам движений. Например, если

$$\max_t |\varepsilon(t)| > r_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad (5)$$

то случайность возмущающего фактора может привести к хаотической динамике. Если

$$r_i < \max_t |\varepsilon(t)| < r_1, \quad i = \overline{2, n},$$

то в зависимости от начальных условий возможна либо детерминированная динамика, либо хаотическая. Если при условии (5)

$$r_1 \gg r_i, \quad i = \overline{2, n},$$

то возможен катастрофический переход от детерминированной динамики к хаотической и обратно. Таким образом, условием хаотизации является неединственность периодических движений и определенное соотношение между радиусами

Вологодская областная универсальная научная библиотека

областей притяжения и величиной помехи. Этот вывод был сделан в [1]. Но как объяснить хаотическую динамику при $\alpha=155$ (см. [1])? Попытки авторов обнаружить неединственность m -циклов за пределами основной ветви не привели к успеху. Если предположить, что за пределами основной ветви существуют единственные устойчивые m -циклы, за исключением точек сгущения, которым соответствуют апериодические движения, то существует еще какой-то неясный механизм хаотизации. Для ответа на этот вопрос возможны два пути. Первый — провести более тонкие исследования двумерного отображения (4), второй — проанализировать достаточно простое отображение, на котором проявляется хаотизация. Именно этот путь и выбрали авторы статьи.

Анализ отображения Фейгенбаума. Рассмотрим одномерное отображение:

$$\left. \begin{aligned} w_k &= \lambda w_{k-1} (1 - w_{k-1}), \\ 1 < \lambda < 4, \quad k &= 1, 2, \dots, \quad 0 < w_0 < 1. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Легко доказывается, что $0 < w_k < 1$. По этой причине отображение (6) называют отображением отрезка $(0,1)$ в себя. Иногда еще его называют логическим уравнением. Здесь оно названо отображением Фейгенбаума, потому что на нем М. Фейгенбаум впервые обнаружил определенные закономерности бифуркационных явлений [6]. Под m -циклом понимается последовательность $w_{c1}, w_{c2}, \dots, w_{cm}$ различных чисел, связанных следующей зависимостью:

$$w_{ck} = \lambda w_{c(k-1)} (1 - w_{c(k-1)}), \quad k = \overline{1, m}, \quad w_{c0} = w_{cm}.$$

Все члены этой последовательности являются корнями уравнения относительно w_c :

$$w_c - w_m(w_c) = 0. \quad (7)$$

Локальная устойчивость m -цикла определяется неравенством

$$|\rho_m| < 1, \quad \rho_m = \lambda^m \prod_{k=1}^m (1 - 2w_{ck}). \quad (8)$$

Динамику отображения (6) по окончании переходного процесса с помощью персонального компьютера обычно представляют в виде бифуркационной диаграммы (рис. 2), на которой хорошо просматриваются интервалы детерминированной и хаотической динамики. Алгоритм получения этой диаграммы следующий: при движении по горизонтальной оси с шагом $\Delta\lambda$ для каждого λ и $w_0=0,5$ считается отображение (6) до $k = Nu + Np$; начиная с $k = Nu + 1$, значения w_k выводятся на печать. При этом $Nu = 300 \div 1500$, $Np = 50 \div 300$. Картина рис. 2 мало менялась при

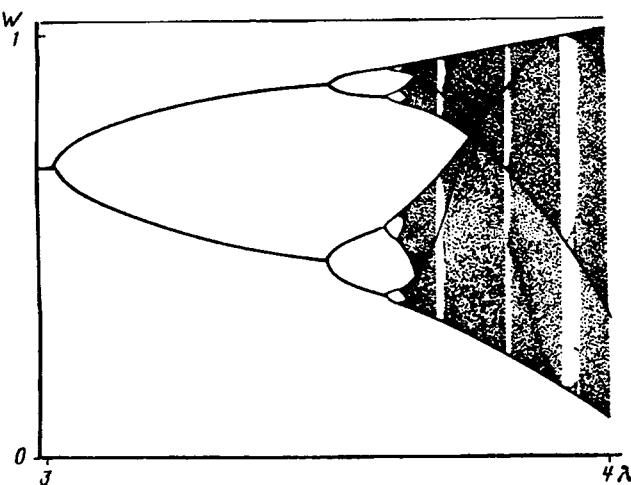


Рис. 2. Бифуркационная диаграмма для отображения Фейгенбаума

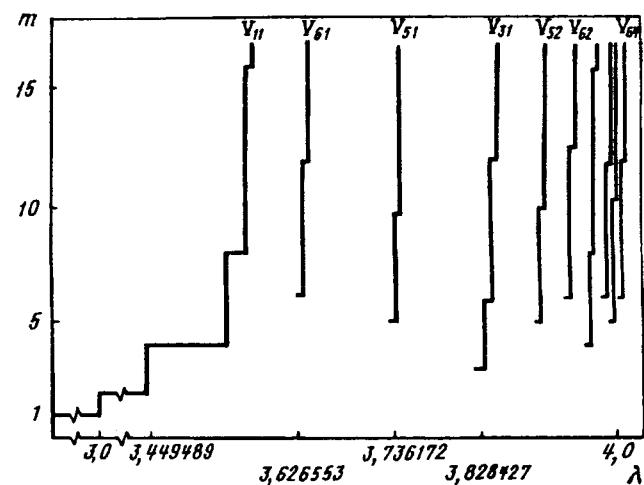


Рис. 3. Картина ветвления для отображения Фейнгенбаума

Таблица 1

m	λ	$\Delta\lambda_m$	Ветвь
1	$1 < \lambda < 3$	2	
2	$3 < \lambda < 3,449489$	0,449489	V_{11}
4	$3,449489 < \lambda < 3,544090$	0,094600	
8	$3,544090 < \lambda < 3,564407$	0,020316	
3	$3,828427 < \lambda < 3,841499$	0,013071	V_{31}
6	$3,841499 < \lambda < 3,847610$	0,005111	
4	$3,960101 < \lambda < 3,960768$	0,000666	V_{41}
8	$3,960768 < \lambda < 3,961098$	0,000329	
5	$3,738172 < \lambda < 3,741120$	0,002948	V_{51}
10	$3,741120 < \lambda < 3,742570$	0,001449	
5	$3,905571 < \lambda < 3,906107$	0,000535	V_{52}
5	$3,990257 < \lambda < 3,990296$	0,000038	V_{53}
6	$3,626553 < \lambda < 3,630388$	0,003835	V_{61}
6	$3,937516 < \lambda < 3,937536$	0,000080	V_{62}
6	$3,977760 < \lambda < 3,977784$	0,000023	V_{63}
6	$3,997582 < \lambda < 3,997584$	0,000002	V_{64}

Таблица 2

m	Число мягко возникающих (бифуркаций) m -циклов	Число жестко возникающих m -циклов	Общее число устойчивых m -циклов
2	1	—	1
3	—	1	1
4	1	1	2
5	—	3	3
6	1	4	5
7	—	9	9
8	2	14	16
9	—	28	28
10	3	48	51
11	—	93	93
12	5	165	170
13	—	315	315
14	9	576	585
15	—	1091	1091
16	16	2024	2040

изменении Nu , Np в указанных диапазонах.

С помощью решения уравнения (7) была построена картина ветвления, частично представленная на рис. 3. Ветвь V_{11} назовем основной. Все остальные ветви начинаются с жестко возникающих m -циклов. Затем происходят множественные бифуркации с удвоением периода. Каждая ветвь имеет свою точку сгущения. Диапазоны существования по λ части некоторых ветвей даны в табл. 1, а число устойчивых m -циклов (до $m=16$) — в табл. 2. В табл. 1 $\Delta\lambda_m$ указывает величину диапазона по λ существования m -цикла. Методику решения уравнения (7) авторы разработали самостоятельно, однако сочли возможным не отражать ее по двум причинам. Во-первых, она довольно громоздка и ее описание привело бы к существенному увеличению объема статьи. Во-вторых, она, судя по обзорной статье [5], близка к тем, которые разрабатывались для одномерных отображений многими авторами (см. библиографию в [5]). Во всяком случае данные табл. 1 совпадают с теми, которые приводились в [5] для отображения (6).

Потеря устойчивости некоторого m -цикла и возникновение устойчивого $2m$ -цикла названа в [5] «pitchfork bifurcation». При жестком возникновении m -цикла (в [5] «tangent bifurcation») наряду с устойчивым возникает неустойчивый m -цикл (на рис. 3 они не показаны). Сопоставляя рис. 2, 3 с данными табл. 1 легко заметить, что «окна» детерминированной динамики начинаются с жестко возникаемых m -циклов и достаточно ясно различимы при небольших m . Но в чем же причина возникновения хаотической динамики? Далее авторы предлагают свое объяснение этому явлению.

Рассмотрим динамику отображения (6) в условиях случайных помех. Пусть w_{ck} , $k=l, m$ —

устойчивый m -цикл с областью притяжения D_w . Предположим сначала, что в результате действия некоторого возмущающего фактора в начальном узле, соответствующем $k=0$, возникло возмущение ε_0 , т. е.

$$w_0 = w_c + \varepsilon_0, \quad (9)$$

где w_c — любое из w_{ck} .

Полное уравнение относительно возмущения получается подстановкой $w_k = w_{ck} + \varepsilon_k$ в (6):

$$\varepsilon_k = \lambda(1 - 2w_{ck-1} - \varepsilon_{k-1})\varepsilon_{k-1}, \quad k=1, 2, \dots$$

Отсюда получаем

$$\varepsilon_m = \psi(\varepsilon_0)\varepsilon_0;$$

$$\psi(\varepsilon_0) = \lambda^m \prod_{k=1}^m (1 - 2w_{ck-1} - \varepsilon_{k-1}).$$

Предположим, что ε_0 такое, что $w_0 \in D_w$. Это значит, что $\varepsilon_k \rightarrow 0$ при $k \rightarrow \infty$. Однако характер сходимости будет различным в зависимости от ε_0 . При достаточно малом $|\varepsilon_0|$ возмущение будет затухать монотонно. Это следует из того, что $\psi(0) = \rho_m$ (см. (8)). Если же $|\psi(\varepsilon_0)| > 1$, то возмущение от периода к периоду сначала будет по модулю нарастать.

Определение 1. Совокупность $w_0 \in D_w$, обеспечивающих монотонное убывание $|\varepsilon_{nm}|$, $n = 1, 2, \dots$ с ростом n , назовем внутренней областью притяжения D_b .

Очевидно, что $D_b \subset D_w$. Пусть r_{bk} наименьший по модулю корень уравнения

$$|\psi(\varepsilon_0)| - 1 = 0. \quad (10)$$

Индекс k определяется тем, какое из w_c выбрано в (9).

Определение 2. Под радиусом внутренней области притяжения будем понимать величину

$$r_b = \min(r_{bk}), \quad k = 1, m.$$

Для известного m -цикла величину r_b можно найти решая численно уравнение (10). Рассмотрим динамику отображения:

$$w_k = \lambda w_{k-1} (1 - w_{k-1}) + \delta \gamma_k. \quad (11)$$

Здесь $-1 < \gamma_k < 1$ — случайные числа, выбираемые по закону равномерного распределения. Слагаемое $\delta \gamma_k$ играет роль возмущающего фактора. Вообще говоря, возмущающий фактор и возмущение ε_k различны. Но вблизи m -цикла $\varepsilon_k \approx \delta \gamma_k$. Поэтому выбором δ определяется величина возмущения.

Для проведения численных экспериментов с отображением (11) был выбран m -цикл с $m=19$, $\lambda=3,68216782318268$. С помощью решения урав-

нений (10) для указанного m -цикла было вычислено $r_b = 2,6045 \cdot 10^{-9}$. В экспериментах величина задавалась любым значением w_{ck} из следующих:

k	0	1	2	3	4
w_{ck}	0,5	0,92054	0,26933	0,72461	0,73476
k	5	6	7	8	9
w_{ck}	0,71760	0,74618	0,69737	0,77709	0,63782
k	10	11	12	13	14
w_{ck}	0,85059	0,46972	0,91675	0,28100	0,74395
k	15	16	17	18	
w_{ck}	0,70140	0,77117	0,64976	0,83795	

Результаты численных экспериментов с отображением (11) можно предсказать в зависимости от соотношения r_b и δ . При $\delta < r_b$ следует ожидать детерминированную динамику. Должно существовать $\delta_* > r_b$ — такое, что при $\delta > \delta_*$ будет наблюдаться хаотическая динамика. Наконец при $r_b < \delta < \delta_*$ следует ожидать перемежаемость детерминированной и хаотической динамики.

Результаты эксперимента, представляющие решение задачи Коши для отображения (11) при различных δ , отображены на рис. 4. В качестве начального условия выбиралось $w_0 = 0,5$. Движение по горизонтальной оси осуществлялось после вывода 19-и значений w_k .

Динамика отображения, соответствующая $\delta = 0,4 \cdot 10^{-8}$, отражает явление перемежаемости по помехе (в отличие от рис. 2, показывающего пере-

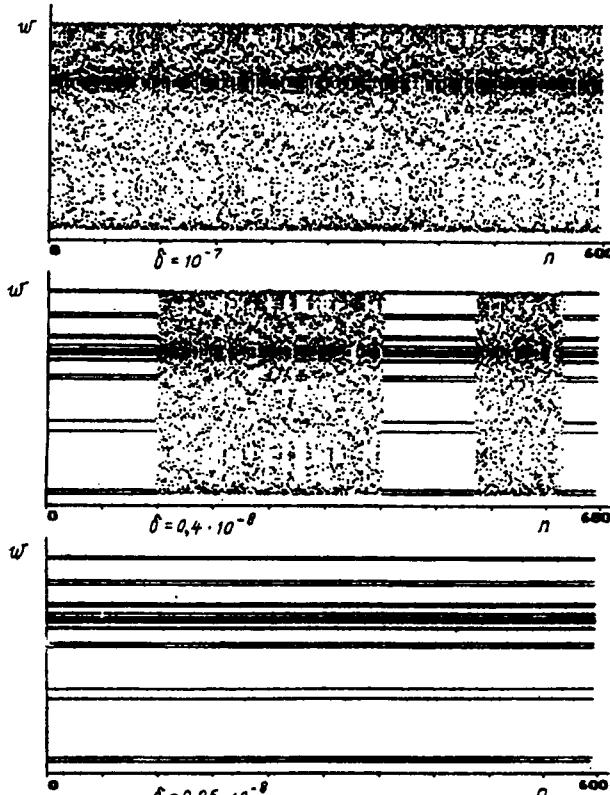


Рис. 4. Динамика отображения Фейгенбаума с помехами

межаемость по параметру λ). В общем случае $r_b = r_b(m, \lambda)$. Для одного и того же m -цикла, существующего в диапазоне $\lambda_{mL} < \lambda < \lambda_{mp}$ имеется наибольшее r_b , которое обозначим $r_{b\max}$. Как показали расчеты, при фиксированном m величина $r_{b\max}$ мало зависит от λ и быстро убывает с ростом m . Так, для одного из 33-цикла, было найдено $r_{b\max} \sim 10^{-15}$. Это значит, что рассчитать m -цикл установления на ЭВМ с 16-разрядным десятичным представлением чисел невозможно при $m > 33$.

К динамике стабилизатора. Понятия внутренней области притяжения D_b и ее радиуса аналогично определениям 1 и 2 можно ввести для динамических систем, заданных в виде дифференциальных уравнений либо в форме многомерного отображения. Но это требует дополнительного исследования. С другой стороны, можно сделать предположение о том, что с ростом m происходит сужение области D_b и, по этой причине при достаточно большом m может возникнуть хаотическая динамика. Это предположение подтверждается на модели стабилизатора построением бифуркационной диаграммы для отображения (4). Такая диаграмма изображена на рис. 5 в диапазоне $50 < \alpha < 70$. Алгоритм получения этой диаграммы такой же, как и для отображения Фейнгенбаума. В качестве начального условия выбиралось $X_0 = 0$, а на печать выводилась вторая компонента вектора X_k , соответствующая выходному напряжению стабилизатора.

В диапазоне $50 < \alpha < 52,67$ устанавливается 1-цикл. Это естественно, поскольку никаких других периодических движений в указанной области изменения α не существует. При $52,67 < \alpha < 55,9$ кроме устойчивого 1-цикла существует жестко возникший 3-цикл. Однако здесь тоже устанавливается 1-цикл. Это объясняется тем, что $X_0 = 0$ находится в

области притяжения 1-цикла. Дальнейшее увеличение α приводит динамику отображения в устойчивые m -циклы, соответствующие ветви V_{31} , что связано с попаданием $X_0 = 0$ в их область притяжения. В окрестности бифуркационного параметра $\alpha = 61,5$ хорошо просматривается «размытость» бифуркационных линий. Эту размытость можно объяснить малостью радиусов внутренней области притяжения 3-цикла и 6-цикла в этой окрестности, что приводит к немонотонному поведению величины возмущения, являющегося следствием усечения чисел на ЭВМ. Появление хаотической динамики в диапазоне $68 < \alpha < 69,5$ объясняется попаданием $X_0 = 0$ в область притяжения многоцикловых движений, соответствующих различным ветвям. При $\alpha > 69,5$ все ветви, за исключением основной, исчезают.

Наличие детерминированной (в виде 1-цикла) и хаотической (в области $68 < \alpha < 69,5$) динамики наводит на мысль о возможности чередования двух крайних типов движений в условиях случайных помех. В целях подтверждения указанной мысли был проведен численный эксперимент с отображением (4) при $\alpha = 68,5$, результаты которого отражает рис. 6. Метки на горизонтальной оси соответствуют возникновению случайных помех. Далее ведется расчет по (4) до $k = Nu$. Начиная с $k = Nu + 1$ производится вывод на печать. Движение по горизонтальной оси делается после распечатки Np значений второй компоненты X_k , получаемого в соответствии с отображением (4). Расчеты производились при $Nu = 100$, $Np = 50$.

Литературный обзор. Авторы ограничиваются изданиями электротехнического профиля, выбрав некоторые публикации, близкие к тому направлению, по которому они двигались. Прежде всего необходимо отметить статью [7], несомненное достоинство которой — желание обратить внимание

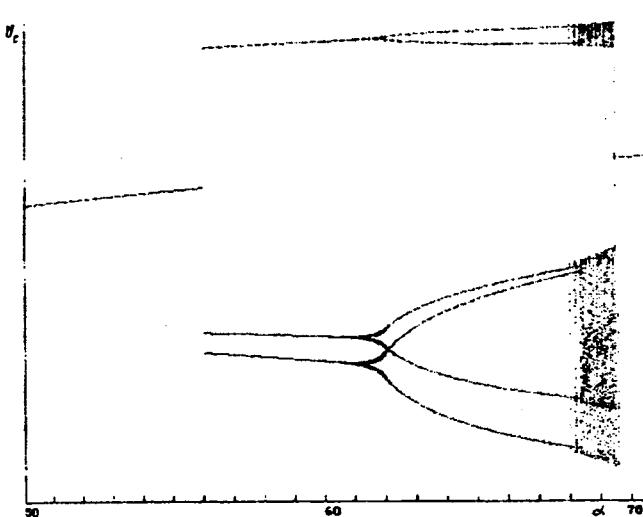


Рис. 5. Бифуркационная диаграмма для двумерного отображения

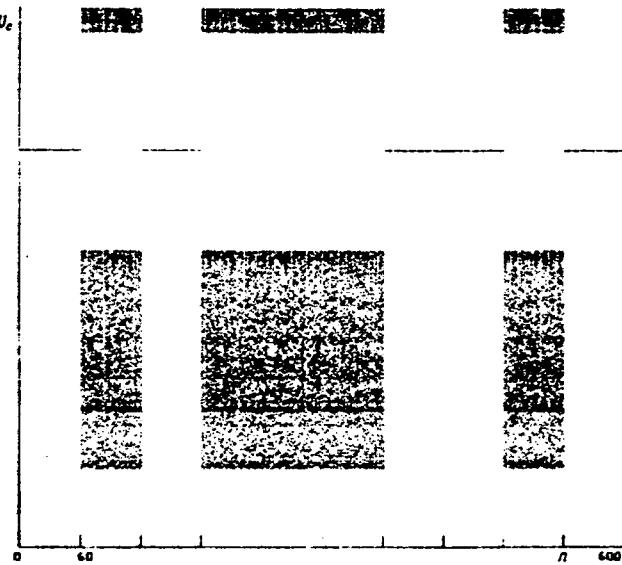


Рис. 6. Динамика двумерного отображения в условиях помех

на проблему стохастических движений (с чем мы полностью согласны) и достаточное число примеров из области электроэнергетики, где такие движения присутствуют.

Характерной особенностью публикаций [8—10] (и не только!) являются попытки получить информацию о различных движениях динамических систем с помощью решения задачи Коши. В [8] исследуется *RLC*-контур с нелинейной емкостью, определяемой нелинейной вольт-кулонной характеристикой, и синусоидальным напряжением на входе. Варьировался один параметр, характеризующий амплитуду вынуждающей силы. Обнаружены диапазоны этого параметра, в которых существуют 1-цикл, 3-цикл и хаотическая динамика. В работах Белова Г.А. (см. [9] и цитируемую там литературу) при исследовании импульсного стабилизатора напряжения и варьирования коэффициента усиления выявлены 1-цикл и 2-цикл, возникающий бифуркацией при потере устойчивости 1-цикла, и проведены исследования динамики в окрестности бифуркационного параметра. Исследования параметрического импульсного стабилизатора напряжения с целью выявления существования *m*-циклов и хаотической динамики проведены в [10]. При этом варьировался коэффициент угла наклона пилообразного напряжения, с позиций картины ветвления авторам [10] удалось продвинуться по ветви V_{11} до 4-цикла, который прерывает «бифуркация с периодом 3, знаменующая собой начало хаоса».

Приведенных работ вполне достаточно, чтобы при сравнении с материалами данной статьи сделать выводы о принципиальном отличии в подходах и результатах исследований.

1. Попытки выявить закономерности в возникновении *m*-циклов через решение задачи Коши, что делалось в [8—10], оказались малопродуктивными. В этом плане картина ветвления рис.1 говорит сама за себя.

2. Систематизированная информация об *m*-циклах, представленная в виде картины ветвления, позволила продвинуться в понимании причин возникновения хаотических движений, что естественно, не могли сделать авторы упомянутых работ, ограничившиеся только констатацией таковых, если они возникали.

Выводы. Для стабилизатора с широтно-импульсным регулированием и пропорциональным звеном в системе управления:

А. Выяснены причины возникновения хаотической динамики.

Б. Показана возможность и причины катастрофической хаотизации.

Авторы не исключают возможности существования динамических систем с более сложными картинами ветвления по сравнению с той, что приведена на рис. 1. Изучение картин ветвления

таких динамических систем приведет к более глубокому пониманию механизма катастрофической хаотизации.

В. Обобщение результатов [1] и настоящей статьи привело к понятию нормальных и аномальных структур [11]: в нормальных структурах, в отличие от аномальных, невозможна катастрофическая смена динамики. С точки зрения качественного проектирования объектов поиски критерия различия структур приобретают важное значение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора с широтно-импульсным регулированием. — Электричество, 1992, № 8, с. 47—53.
2. Мун Ф. Хаотические колебания. — М.: Мир, 1990. — 312 с.
3. Лихтенберг А., Либерман М. Регулярная и стохастическая динамика. — М.: Мир, 1984. — 528 с.
4. Арнольд В.И. Теория катастроф. — М.: Наука, 1990. — 128 с.
5. May R.M. Simple mathematical models with very complicated dynamics. — Nature, 1976, v. 261, № 10, p. 459—467.
6. Фейгенбаум М. Универсальное поведение в нелинейных системах. — Успехи физических наук, 1983, т. 141, вып. 2, с. 343—375.
7. Демирчян К.С., Бутырина П.А., Савицки А. Стохастические режимы в элементах и системах электроэнергетики. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 3, с. 3—16.
8. Мунин Г.Ф., Доманин М.Г., Астахов А.Ю. Использование аппарата универсальной теории Фейгенбаума для колебательного контура с нелинейной емкостью. — Электричество, 1987, № 7, с. 56—58.
9. Белов Г.А. Исследование колебаний в импульсном стабилизаторе напряжения вблизи границ устойчивости. — Электричество, 1990, № 9, с. 44—51.
10. Жуйков В.Я., Леонов А.О. Хаотические процессы в электротехнических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1991, № 1, с. 121—127.
11. Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Нормальные структуры устройств преобразования электрической энергии и автоматизация проектирования. — Проблемы преобразования электроэнергии. — Тезисы докл. междунар. конф. / М.: МЭИ; Ассоциация «АПЭМ», 1993, с. 38.

[12.05.94]

Авторы: Баушев Валерий Семенович окончил в 1965 г. механико-математический факультет Томского государственного университета (ТГУ). В 1975 г. в ТГУ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование некоторых вопросов математической теории распространения мелкомасштабного турбулентного пламени по однородной горючей смеси». Доцент кафедры промышленной электроники Томской государственной академии систем управления и радиоэлектроники (ТАСУР).

Жусубалиев Жаныбай Турсунбаевич окончил конструкторско-технологический факультет Томского института автоматизированных систем управления и радиоэлектроники (ныне ТАСУР) в 1982 г. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Система управления электродинамическим торможением тяговых двигателей скоростных электропоездов постоянного тока». Доцент кафедры вычислительной техники Курского политехнического института.

Михальченко Сергей Геннадьевич окончил механико-математический факультет ТГУ в 1993 г. Инженер-программист кафедры промышленной электроники ТАСУР.

Дискуссии

Взаимная электрическая модель трансформатора

(статья Фаттахова К.М., «Электричество», 1995, № 2)

АЛПАТОВ М.Е.

В обсуждаемой статье вновь затронут вопрос о недостатках традиционной системы уравнений трансформатора, используемой в большинстве отечественных учебников по электрическим машинам:

$$\left. \begin{array}{l} \underline{U}_1 + \underline{E}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1; \\ \underline{E}_2' = \underline{Z}_2' \underline{I}_2' + \underline{U}_2' = \underline{E}_1; \\ \underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_0; \\ \underline{I}_0 = -\underline{E}_1 / \underline{Z}_0, \end{array} \right\} \begin{array}{l} (1.1) \\ (1.2) \\ (1.3) \\ (1.4) \end{array} \quad (1)$$

где \underline{U}_i , \underline{I}_i , \underline{E}_i , \underline{Z}_i ($i=1,2$) — соответственно напряжение, ток, ЭДС и полное сопротивление i -й обмотки; \underline{I}_0 , \underline{Z}_0 — намагничивающий ток и полное сопротивление ветви намагничивания Т-образной схемы замещения трансформатора.

В статье справедливо отмечаются и методические трудности, возникающие при объяснении данного материала студенческой аудитории, что вызвано несогласованностью в ориентации токов и напряжений обмоток. Можно добавить, что указанные трудности не являются только методическими, а имеют место и при решении практических задач, в частности задач диагностики [1]. Необходимо также согласиться с тем, что имевшая место на страницах ряда журналов дискуссия по данному вопросу не прояснила ситуацию до конца.

Для преодоления упомянутых несогласованностей в обсуждаемой статье предлагается заменить систему уравнений (1) следующей системой:

$$\left. \begin{array}{l} \underline{U}_1 = j\omega \Psi + \underline{Z}_1 \underline{I}_1; \\ j\omega \Psi = \underline{Z}_2' \underline{I}_2' + \underline{U}_2'; \\ \underline{I}_1 - \underline{I}_2' = \underline{I}_0; \\ \underline{I}_0 = j\omega \Psi / \underline{Z}_0, \end{array} \right\} \begin{array}{l} (2.1) \\ (2.2) \\ (2.3) \\ (2.4) \end{array} \quad (2)$$

которая, как утверждается, избавлена от недостатков исходной модели. Видно, однако, что все несовершенства системы (1) сохранились и в (2), так как суть противоречий определена неверно. Покажем это.

Преобразуем системы (1) и (2) к более компактному виду путем подстановки (1.3), (1.4) в (1.1), (1.2) и (2.3), (2.4) в (2.1), (2.2) и использования матричной формы записи. Имеем

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ -\underline{U}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & \underline{Z}_2' + \underline{Z}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2' \end{bmatrix}; \quad (1a)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & \underline{Z}_2' + \underline{Z}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ -\underline{I}_2' \end{bmatrix}. \quad (2a)$$

Сравнивая (1a) и (2a), можно видеть суть проведенных в рассматриваемой статье преобразований: изменение знаков у переменных \underline{I}_2' , \underline{U}_2' вторичной обмотки, что эквивалентно изменению направления намотки последней. Очевидно, что данные преобразования не являются существенными в плане замены модели и не могут ликвидировать имеющихся противоречий.

Представим системы (1a) и (2a) в другом виде:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ -\underline{Z}_0 & -(\underline{Z}_2' + \underline{Z}_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2' \end{bmatrix}; \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 & -\underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & -(\underline{Z}_2' + \underline{Z}_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2' \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Матрицы коэффициентов при токах систем (16) и (26) несимметричны и описывают неизоморфные цепи. Представляются, что отмеченное свойство исследуемых моделей является ключевым и порождает те противоречия, в частности, несогласованность режимов, на которые обращено внимание в обсуждаемой статье. Для избавления от указанных недостатков необходимо симметрировать матрицу коэффициентов (матрицу узловых сопротивлений схемы замещения). Имеем

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & \underline{Z}_2' + \underline{Z}_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2' \end{bmatrix}. \quad (3a)$$

Полученная модель (3) требует обоснования, так как изменение знака у одной из вторичных переменных: \underline{U}_2' в (1a) или \underline{I}_2' в (2a) может вызвать следующие вопросы:

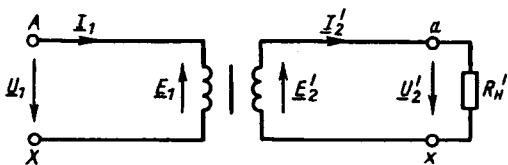
1) как объяснить нарушение второго закона Кирхгофа в системе (3), поскольку альтернативные системы (1a) и (2a) составлены в соответствии с указанным законом?

2) согласованы ли направления вторичных переменных \underline{I}_2' и \underline{U}_2' , так как из-за отмеченного изменения знака создается впечатление разнонаправленности тока и напряжения в случае активной нагрузки?

Обоснование по первому вопросу. Второй закон Кирхгофа описывает электрические процессы в

контуре, содержащем трансформатор и нагрузку, а система (3) — процессы в собственно трансформаторе, являющимся лишь частью контура. Поэтому правильнее, на наш взгляд, уравнениями трансформатора называть именно систему (3).

Обоснование по второму вопросу. Воспользуемся схемой, представленной на рисунке. Относительно внешних зажимов a и x вторичной обмотки ток и напряжение в нагрузке имеют одинаковое направление (от a к x), в то же время непосредственно в объекте моделирования (вторичной обмотке) ток направлен встречно напряжению (от x к a), чем и объясняется их кажущаяся несогласованность.



Запись системы (3) в форме (1) и (2) имеет вид:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1;$$

$$\underline{U}_2' = -\underline{E}_2' + \underline{Z}_2 \underline{I}_2';$$

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_0;$$

$$\underline{I}_0 = -\underline{E}_1 / \underline{Z}_0.$$

Все приведенные рассуждения распространяются и на модели асинхронных машин.

В заключение отметим, что система (3) предложена не автором настоящего отклика, а давно и широко используется за рубежом, на что обращено внимание в [2 и 3].

Выводы. 1. Система уравнений трансформатора, предложенная Фаттаховым К.М., не устраняет недостатков традиционной модели.

2. Основная причина противоречивости традиционной системы уравнений заключается в ее несимметричности, приводящей к невзаимности модели трансформатора в виде электрической цепи.

3. Предложено обоснование симметричной записи системы уравнений трансформатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алпатов М.Е., Бутырин П.А. Определение параметров холостого хода и короткого замыкания силовых трансформаторов под нагрузкой. — Электричество, 1994, № 4.

2. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.

3. Булгаков Н.И. Об устранении несогласованностей в изложении теории трансформаторов. — Электричество, 1984, № 1.

[20.06.95]

Автор: Алпатов Михаил Евгеньевич окончил в 1979 г. Запорожский машиностроительный институт. В 1987 г. защитил в Московском энергетическом институте (МЭИ) кандидатскую диссертацию на тему: «Диагностика состояния трансформаторов методами теории электрических цепей». В настоящее время докторант МЭИ.

Вниманию читателей!

Четвертая Российская научно-техническая конференция «Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов» будет проводиться в Санкт-Петербурге 18—20 сентября 1996 г. Организаторы конференции: Российская академия наук, Российская академия медицинских наук, Российская академия электротехнических наук, Военный инженерный строительный институт (ВИСИ), Международная академия информатизации, Международная энергетическая академия, Научно-техническое общество судостроителей им. академика А.Н. Крылова. Программа конференции охватывает весь спектр вопросов проблемы электромагнитной совместимости.

Заявки на участие в конференции и предлагаемые для публикации тезисы докладов (объемом не более 4 машинописных страниц) принимаются до 30.04.96 по адресу: 191185 Санкт-Петербург, ул. Захарьевская, 22, ВИСИ, заместителю начальника института по учебной и научной работе (для оргкомитета конференции по ЭМС). Организационный взнос (100 т. руб.) каждым участником конференции переводится до 30.05.96, банковские реквизиты: Санкт-Петербург, ТОО «Конверсия Лтд», ИНН № 7803018544, р/с 6467513 в ЦОПЕРУ отделения Мосбизнесбанка, Санкт-Петербург, к/с 700161259, МФО 161002/044030759 (конференция ЭМС). Рассылка пригласительных билетов производится до 30.06.96.

Телефоны для справок: (812) 278-82-49, 278-03-59, 278-03-61 и 312-44-81.

Учет демпферного действия массивного ротора турбогенераторов

ЧАБАН В.И., КОВИВЧАК Я.В.

Львов, Украина

Массив ротора оказывает существенное влияние на работу турбогенератора, особенно в переходных режимах. Описать это явление наиболее просто методами теории квазистационарного электромагнитного поля. Поскольку статор изготавливается из шихтованного железа и вихревые токи в нем практически отсутствуют, для его анализа приемлемы методы теории цепей. Гибридная модель, построенная на сочетании методов теории цепей и поля, была изложена в [1]. Приведем необходимые математические выражения этой модели.

Уравнениями статора служат известные уравнения Парка

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = u_d + \omega \Psi_q - i_d, \quad \frac{d\Psi_q}{dt} = u_q - \omega \Psi_d - i_q, \quad \frac{d\Psi_f}{dt} = u_f - r_f i_f, \quad (1)$$

где Ψ_k , u_k , i_k ($k=d, q, f$) — полные потокосцепления, напряжения и токи обмоток якоря ($k=d, q$) и индуктора ($k=f$); r , r_f — сопротивления; ω — угловая скорость; при этом

$$i_k (k=d, q) = (\Psi_k - \psi_k) / L; \quad i_f = (\Psi_f - k\psi_d) / L_f, \quad (2)$$

где L , L_f — индуктивности рассеяния; ψ_k — рабочие потокосцепления;

$$\begin{aligned} \psi_d &= c \int_0^\pi B_r (R, \alpha) \cos \alpha d\alpha; \\ \psi_q &= c \int_0^\pi B_r (R, \alpha) \sin \alpha d\alpha. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $c = 4lw/\pi^2$ — постоянный коэффициент, причем l , τ , w — расчетная длина статора, полюсное деление и число эффективных витков фазы; $B_r (R, \alpha)$ — радиальная составляющая индукции в зазоре; R — радиус индуктора; α — угловая координата.

В качестве уравнений электромагнитного поля в массиве индуктора используем выражения [1] в цилиндрических координатах:

$$\begin{aligned} \frac{dA}{dt} &= \frac{1}{\gamma_z} \left(\nu_\alpha \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\nu_r}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \alpha^2} + \left(\frac{\partial \nu_\alpha}{\partial r} + \frac{\nu_\alpha}{r} \right) \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial \nu_r}{\partial \alpha} \frac{\partial A}{\partial \alpha} \right); \\ B_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \alpha}; \quad B_\alpha = -\frac{\partial A}{\partial r}, \end{aligned} \quad (4)$$

где A — векторный потенциал электромагнитного поля; B_r , B_α — радиальная и угловая составляющие вектора магнитной индукции; γ_z — электропроводность в аксиальном направлении; ν_r , ν_α — обратные магнитные проницаемости в направлении радиального и углового ортov; r — радиальная координата.

Эквивалентирование зубцовой структуры индуктора однородной анизотропной средой проводим исходя из последовательного соединения магнитных сопротивлений пазового пространства и зубца в направлении углового и параллельного — в направлении радиального орта [2]. В этой связи кривую намагничивания стали пересчитываем в две кривые $H_\alpha = H_\alpha (B)$ и $H_r = H_r (B)$, тогда

$$\nu_\alpha = H_\alpha / B; \quad \nu_r = H_r / B; \quad B = \sqrt{B_r^2 + B_\alpha^2}. \quad (5)$$

Таким же образом получаем γ_z в этой области, исходя из параллельного соединения в аксиальном направлении электрических проводимостей пазового пространства и зубца

$$\gamma_z = \gamma b / (b + b_0), \quad (6)$$

где b , b_0 — соответственно значения ширины зубца и паза.

В остальной части тела индуктора имеем:

$$\nu_\alpha = \nu_r = \nu; \quad \gamma_z = \gamma.$$

Уравнение (4) интегрируем на одном полюсном делении $0 \leq r \leq R$; $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Краевые условия

$$\frac{dA}{dt} \Big|_{r=R} = -B_\alpha (R, \alpha); \quad A (r, \pi) = -A (r, 0). \quad (7)$$

Вычисление $B_\alpha (R, \alpha)$ связано с решением нелинейных уравнений

$$H_\alpha (R, \alpha) - \nu_\alpha (B_\alpha (R, \alpha)) \cdot B_\alpha (R, \alpha) = 0, \quad (8)$$

являющихся следствием (5)

Угловую составляющую напряженности магнитного поля на поверхности массива в соответствии с выражением [1]:

$$H_\alpha = \frac{1}{R} \left(\left(\frac{\varphi_m}{\psi_m} \psi_d - \frac{3w}{\pi p_0} i_d - \frac{2w_f}{\pi p_0} i_f \right) \sin \alpha - \right. \quad (9)$$

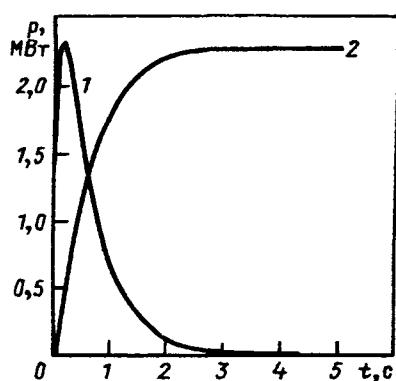


Рис. 1

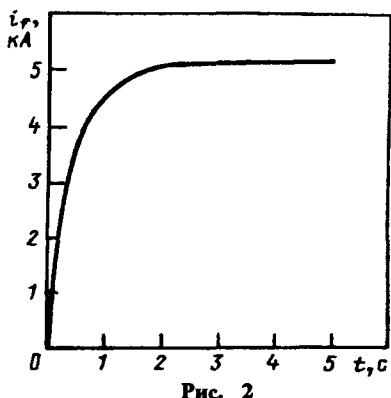


Рис. 2

$$- \left(\frac{\varphi_m}{\psi_m} \psi_q - \frac{3w}{\pi p_0} i_q \right) \cos \alpha \right), \quad (9)$$

где амплитуда φ_m связана с суммарным потокосцеплением ψ_m кривой намагничивания воздушного зазора, зубцовой зоны и ярма якоря

$$\varphi_m = \varphi_m(\psi_m); \quad \psi_m = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}. \quad (10)$$

Насыщение магнитных путей потоков рассеяния обмоток якоря учитывается приближенно известными в литературе методами. Учет насыщения магнитных путей потоков пазового рассеяния обмотки индуктора проводится в процессе интегрирования уравнения (4) согласно выражению (5).

Фигурирующая в (2) индуктивность L_f постоянна, так как отвечает только потокам лобового рассеяния.

Совместному интегрированию подлежит система обыкновенных дифференциальных уравнений (1) и дискретизированных в пространстве уравнений (4). На основании этих уравнений была построена компьютерная программа, реализованная на персональной ЭВМ. Результаты расчетов переходных процессов модельного турбогенератора мощностью 500 МВт приведены ниже:

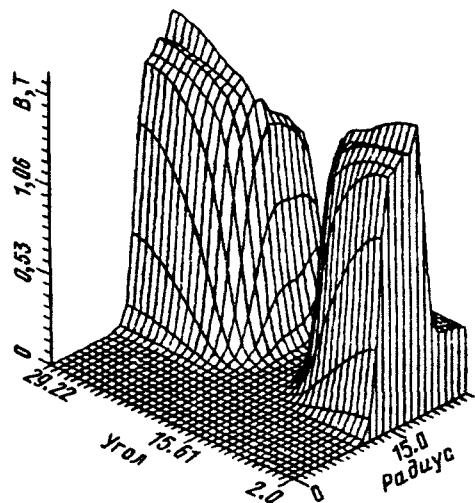


Рис. 3

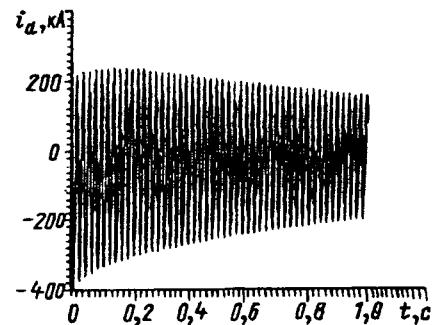


Рис. 4

на рис. 1 временные зависимости потерь в стали (1) и меди (2) массивного ротора при внезапном включении обмотки возбуждения на номинальное напряжение в режиме холостого хода;

на рис. 2 — временная зависимость тока обмотки возбуждения в переходном процессе режима, что соответствует рис. 1;

на рис. 3 — пространственное распределение магнитной индукции на полюсном делении массивного ротора турбогенератора в установившемся режиме переходного процесса, что соответствует рис. 1;

на рис. 4 — временная зависимость продольного тока якоря в режиме внезапного короткого замыкания генератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Чабан В.И. Уравнения асинхронной машины с гладким массивным ротором. — Электричество, 1986, № 9.
- Рытов С.М. Электромагнитные свойства мелкослоистой среды. — ЖТЭФ, 1955, вып. 5.

Хроника

В Академии электротехнических наук

Научно-техническая конференция «Электротехнические системы транспортных средств и их роботизированных производств»

(23–27 октября, 1995, г. Сузdal')

Конференция, в которой приняли участие представители зарубежных стран, была проведена под председательством первого вице-президента Академии электротехнических наук, д.т.н., профессора Б.И. Петленко. В ее организации участвовали Государственный комитет РФ по высшему образованию, Российская академия наук, Академия электротехнических наук, Фонд поддержки ученых-электротехников, Московская государственная академия автомобильного и тракторного машиностроения (МАМИ).

Тематика конференции включала широкий круг проблем в области автономной энергетики, электромеханических информационно-управляющих систем преобразовательной техники транспортных средств.

Участниками конференции стали более 120 представителей ведущих промышленных предприятий, проектных организаций, производственных объединений, научно-исследовательских институтов из России, Великобритании, Германии, Польши, Украины и Узбекистана. Было заслушано 128 пленарных, секционных и стендовых докладов по результатам работ в области электротехнических систем авиакосмической техники, водного, автомобильного, железнодорожного, промышленного и городского транспорта, а также роботизированных производств транспортных средств.

Докладчики из России представляли промышленные регионы и крупные центры, такие как Москва, Санкт-Петербург, Саратов, Ульяновск, Саранск и другие.

На пленарном заседании были заслушаны проблемные доклады ведущих специалистов крупнейших научно-промышленных комплексов России:

«Перспективы развития космической и наземной энергетики и электромеханики» — акад. АЭН Г.М. Грязнов (ГП «Красная звезда»), акад. АЭН Ю.В. Трифонов (НПП ВНИИЭМ), чл.-корр. АЭН В.П. Надоров (МГО «Квант»);

«Проблемы развития судовых электроэнергети-

ческих и информационно-управляющих систем» — акад. АЭН П.И. Щербинин, акад. АЭН Ю.И. Бородин (ЦНИИ «Курс»), доктор электротехники Н.А. Шунаев (КБ «Аметист»);

«Основные задачи развития автомобильной электротехники и электроники на 1995–2000 гг.» — акад. АЭН Ю.А. Купеев, доктор электротехники А.К. Старостин (НПО «Автоэлектроника»);

«Новый технологический облик электропривода для транспортных средств» — чл.-корр. РАН Н.С. Лидоренко (МГО «Квант»);

«Концепция построения электротехнических систем самолетов тактического назначения» — акад. АЭН Ю.А. Янышев;

«Анализ развития силового электрооборудования высокоскоростных электропоездов» — акад. АЭН В.П. Феоктистов.

В принятом на конференции решении отмечены актуальность ее тематики, необходимость взаимодействия и обмена информацией специалистов в области исследований, разработки и реализации электротехнических систем широкого класса транспортных средств, а также практическая значимость контактов ученых, работающих в отраслях народного хозяйства, связанных с тематикой конференции.

Были вручены дипломы Международной академии электротехнических наук (МАЭН):

Адольфу Швабу, председателю Германского отделения IEEE, — диплом действительного члена МАЭН;

Петру Шымчаку, профессору Щецинского политехнического института, — диплом члена-корреспондента МАЭН.

Щербинин П.И., председатель Санкт-Петербургского отделения АЭН, действительный член АЭН и МАЭН

Чернова И.М., ответственный секретарь оргкомитета конференции, к.т.н.

Если Вы работаете в области энергетики или электротехники,
позаботьтесь о том,
чтобы Ваши предприятия, лаборатории, кафедры
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 ученых;
- переводится на английский язык, издается и распространяется в мире издательством «Elsevier Science»; русскоязычное издание поступает по все промышленно развитые страны мира.

Условия подписки указаны в Каталоге Федерального управления почтовой связи при Минсвязи РФ (Каталог АРЗИ). Индекс 71106

Подписаться на наш ежеквартальный сборник на английском языке (каждый сборник составляется на основе статей из трех номеров русскоязычного издания) можно по адресам:

в США: Elsevier Science Inc., 660 White Plains Road, Tarrytown, NY 10591—5153, USA;

в Великобритании: Elsevier Science Ltd., The Boulevard, Langford Lane, Kidlington, Oxford OX 5 1GB, U.K.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10

 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 23.12.95. Подписано в печать 25.01.96. Формат 60x801/8.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 1010 экз. Заказ 143

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Макет выполнен АО «Знак», 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10
Типография № 9 Комитета РФ по печати
109033 Москва, Волочаевская ул., 40