

ISSN 0013-5380

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1997

6

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

6  
ИЮНЬ  
1997

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

## СОДЕРЖАНИЕ

|                                                                                                                                                                                                |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Окин А.А., Портной М.Г., Шелухин Н.Н. Унифицированный состав и структура информации, используемые в системе диспетчерского управления при решении электрических задач . . . . .                | 2  |
| Смирнов К.А. Оптимизация режимов энергосистемы с учетом ограничений по напряжениям . . . . .                                                                                                   | 8  |
| Малафеев С.И. Автоматическая система управления тиристорно-реакторным компенсатором . . . . .                                                                                                  | 13 |
| Семенов В.К. К теории факельной короны постоянного тока . . . . .                                                                                                                              | 19 |
| Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А., Аванесов М.А., Гончаров В.И., Серихин Н.А., Фисенко В.Г., Ширинский С.В. Развитие методов электромагнитного расчета турбо- и гидрогенераторов . . . . . | 23 |
| Качин С.И. Улучшение эксплуатационных характеристик коллекторных машин малой мощности . . . . .                                                                                                | 28 |
| Рывкин С.Е., Изосимов Д.Б. Широтно-импульсная модуляция напряжения трехфазных автономных инверторов . . . . .                                                                                  | 33 |
| Жусубалиев Ж.Т. К исследованию хаотических режимов преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией . . . . .                                                                        | 40 |
| Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Янгиров И.Ф. Определение допустимых значений электромагнитных нагрузок для электромеханических преобразователей со спиральным вторичным элементом . . . . .    | 47 |
| Щербаков С.А., Алиевский Б.Л. О повышении эксплуатационной надежности транзисторов и расширении области их применения . . . . .                                                                | 50 |
| Белоусенко И.В., Ковалев А.П., <b>Совпель В.Б.</b> , Ярмоленко В.И. О преобразовании эквивалентных по надежности схем «треугольник—звезда» . . . . .                                           | 55 |
| Ершов Р.Е. К вычислению потерь на гистерезис в ферромагнетике . . . . .                                                                                                                        | 59 |
| <b>СИГРЭ</b>                                                                                                                                                                                   |    |
| Дьяков А.Ф., Ишкин В.Х., Мамиконянц Л.Г. Актуальные проблемы и прогресс в области электроэнергетики (По материалам 36 сессии СИГРЭ) . . . . .                                                  | 61 |

## ДИСКУССИИ

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Фаттахов К.М. О Г-образной схеме замещения трансформатора и асинхронной машины . . . . . | 70 |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|

## ХРОНИКА

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| Олег Константинович Никольский (К 60-летию со дня рождения) . . . . . | 77 |
|-----------------------------------------------------------------------|----|

## CONTENTS

|                                                                                                                                                                                                               |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Okin A.A., Portnoi M.G., Shelukhin N.N. Unified Composition and Structure of Information Used in a Dispatch Control System for Solving Electrical Problems . . . . .                                          | 2  |
| Smirnov K.A. Optimization of Electrical Power System Regimes with Restriction in Voltages . . . . .                                                                                                           | 8  |
| Malafeyev S.I. Automatic System for Controlling Thyristor-Rectifier Compensator . . . . .                                                                                                                     | 13 |
| Semionov V.K. To the Theory of Torch Corona at Direct Current . . . . .                                                                                                                                       | 19 |
| Ivanov-Smolenskii A.V., Kuznetsov V.A., Avanesov M.A., Goncharov V.I., Serihin N.A., Fisenko V.G., Shirinskii S.V. Development of Methods of Electromagnetic Analysis of Turbo- and Hydrogenerators . . . . . | 23 |
| Kachin S.I. Improvement of the Exploitation Characteristics of Low-Power Commutator-Type Electrical Machines . . . . .                                                                                        | 28 |
| Ryvkin S.E., Izosimov D.B. Pulse-Width Modulation Voltage Source Inverter . . . . .                                                                                                                           | 33 |
| Zhusubaliyev Zh.T. On Investigation of Chaotic Regimes of Voltage Converter with Pulse-Width Modulation . . . . .                                                                                             | 40 |
| Ismagilov F.R., Khairullin I. Kh., Yanguirov I.F. Determination of Allowable Value of Electromagnetic Loads for Electromechanical Converters with Spiral Secondary Element . . . . .                          | 47 |
| Shcherbakov S.A., Aliyevskii B.L. Improvement of the Exploitation Steadiness of Transistors and their Scheme-Technique Application . . . . .                                                                  | 50 |
| Belousenko I.V., Kovaliov A.P., <b>Sovpel' V.B.</b> , Yarmolenko V.I. On Transformation «Delta — Star» when Calculating Reliability of Complex in Structure Schemes . . . . .                                 | 55 |
| Yershov R.Ye. Calculation of Hysteresis Losses in the Ferromagnetics . . . . .                                                                                                                                | 59 |
| D'yakov A.F., Ishkin V.Kh., Mamikonians L.G. Actual Problems and Progress of Power Engineering (On 36th Session CIGRE) . . . . .                                                                              | 61 |

## DISCUSSIONS

|                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Fattakhov K.M. On Equivalent L-Circuit of a Transformer and Induction Motor . . . . . | 70 |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|

## CHRONICLE

|                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------|----|
| Oleg Konstantinovich Nikol'skii (to Mark the 60th Anniversary) . . . . . | 77 |
|--------------------------------------------------------------------------|----|

# Унифицированные состав и структура информации, используемые в системе диспетчерского управления при решении электрических задач

ОКИН А.А., ПОРТНОЙ М.Г., ШЕЛУХИН Н.Н.

*Рассмотрены вопросы унификации состава и структуры исходной и результирующей информации при решении электрических задач в диспетчерском управлении. Приводятся форматы исходных данных для задач расчета установившихся режимов, устойчивости и оптимизации режимов электрической сети.*

**Ключевые слова:** диспетчерское управление, формат данных, электрические задачи, файлы, передача данных

Внедрение в энергосистемах автоматизированных систем диспетчерского управления (АСДУ) значительно повысило качество и оперативность расчетов плановых и оперативных режимов [1, 2]. Для дальнейшего совершенствования планирования режимов существенное значение приобретают вопросы информационного обеспечения технологических задач, осуществления обмена информацией между диспетчерскими уровнями организации вычислительного процесса. Вместе с этим следует отметить, что вычислительные комплексы (ВК) для решения электрических задач различных энергосистем, ОДУ и ЦДУ отличаются как составом используемого математического прикладного обеспечения, так и методами его применения. Основными отрицательными моментами указанного состояния дел являются:

трудности проверки результатов расчетов при расхождении основных режимных показателей, требующих согласования и утверждения на межсистемном уровне;

проблемы обмена между диспетчерскими уровнями исходными данными и результатами расчетов (например, при решении задачи обработки контрольных замеров);

трудоемкость оперативного перехода от одной программы определенного типа (например, расчета установившегося режима (УР)) к другой.

Для снятия хотя бы части из указанных недостатков ЦДУ ЕЭС России разработало и утвердило унифицированные форматы информационных файлов для решения основных электрических задач: расчетов установившихся режимов, динамической и статической устойчивости, оптимизации режимов электрических сетей.

При выборе состава параметров исходной информации учитывались с одной стороны — наличие в энергосистемах тех или иных данных, с другой — применение определенных моделей электрических объектов в наиболее распростра-

*The paper considers questions of unification of a composition and a structure of initial and resultant information, which are used when solving electrical problems in a dispatch control. Initial data size for problems of calculating steady-state operating conditions of an electrical network, power flow, stability and regime optimization is given.*

**Key words:** dispatch control, data size, electrical problems, files, data transmission

ненных промышленных программах расчетов, таких как I-8 и IV-4 ИЭД АН УССР [3], РУЭН и КУ ВНИИЭ [4], КУРС-1000 и КОРОНА ЦДУ ЕЭС, MUSTANG бывшего ОДУ Северо-Запада [5], RASTR Уральского политехнического института (УПИ) [6], Б-6, Б-2 НТЦ ГВЦ Энергетики [7] и др.

Поскольку системы управления базами данных (СУБД) не получили распространения при решении задач данного класса, унификации подверглись файлы исходной и результирующей информации. При этом предполагаются следующие типы информационного обмена:

обмен файлами исходных данных и результатов расчетов между однотипными программами (УР-УР, динамика — динамика, статика — статика и т.д.);

обмен информацией между программными комплексами различного типа (УР-динамика, УР-оптимизация и т.д.);

межуровневый (телекоммуникационный) обмен унифицированными файлами с исходной и результирующей информацией.

Практически такой подход требует наличия в отдельных программах или комплексах электрических расчетов модулей «экспорта и импорта» файлов определенной унифицированной структуры. Далее приводятся состав и структура унифицированных файлов ЦДУ ЕЭС России для трех основных групп задач электрических расчетов.

Эти унифицированные базы данных разработаны в 70-е годы для УР и используются практически во всех энергосистемах России и стран бывшего СССР. В статье они расширены за счет задач расчетов устойчивости и оптимизации режимов электрических сетей.

Унифицированный формат ввода данных для расчетов установившихся режимов. Этот унифицированный формат предназначен для обмена информацией между программами. Данные для ввода подготавливаются в файле последователь-

ной организации с длиной записи 80 байт. Каждая запись имеет свой ключ, который определяет тип данных:

|      |   |                                 |
|------|---|---------------------------------|
| 0001 | } | — общая информация;             |
| 0102 |   |                                 |
| 0103 |   |                                 |
| 0401 |   | — полиномы СХН;                 |
| 0201 |   | — исходная информация по узлам; |
| 0202 |   | — результаты расчета по узлам;  |
| 0301 |   | — данные по ветвям.             |

*Структура записи по узлам:*

0201 СХН УЗЕЛ УН РН QH РГ QG МОД Q1 Q2,  
СХН — номер статической характеристики (целое число);

УЗЕЛ — номер узла;

УН — номинальное напряжение узла, к которому отнесена нагрузка (кВ) (при расчете исходного режима используется как начальное приближение активной составляющей узлового напряжения);  
РН, QH — активная и реактивная составляющие нагрузки узла (МВт, Мвар);

РГ, QG — активная и реактивная составляющие генерации узла (МВт, Мвар);

МОД — заданный модуль напряжения (кВ);

Q1, Q2 — пределы изменения реактивной мощности для узла с заданным модулем напряжения (Мвар).

0202 LLL УЗЕЛ МОД УГОЛ РН QH QG,

УЗЕЛ — номер узла (целое число);

МОД — рассчитанный модуль напряжения в узле (кВ);

УГОЛ — угол относительно балансирующего узла (град);

РН, QH — активная и реактивная составляющие нагрузки узла с учетом СХН (МВт, Мвар);

QG — реактивная составляющая генерации в узле с заданным модулем напряжения (Мвар).

0301 LLL УЗЕЛ 0 RШ XШ, 0290 УЗЕЛ ИМЯ,

RШ, XШ — проводимость шунта (мкСм)

ИМЯ — наименование узла (не более восьми символов).

*Структура записи по ветвям:*

0301 NP УЗЕЛ1 УЗЕЛ2 R X C ТК' ТК'',

УЗЕЛ1 — номер узла начала ветви;

УЗЕЛ2 — номер узла конца ветви;

R — активная составляющая сопротивления ветви (Ом);

X — реактивная составляющая сопротивления ветви (Ом);

C — емкостная проводимость со знаком «-» в Т-образной схеме замещения или шунт намагничивания трансформатора (мкСм);

ТК', ТК'' — действительная и мнимая составляющие коэффициента трансформации трансформатора; сопротивление трансформатора приведено к напряжению первого узла, а коэффициент трансформации есть отношение напряже-

ния узла конца ветви к напряжению узла начала ветви;

NP — номер параллельной ветви [для возможности учета отдельных цепей и параллельных линий электропередачи (целое число)].

*Структура записи общей информации:*

0102 LLL НМ В1 НАПР1 НАПР2 В2 НАПР11 НАПР22,

Н — точность расчета по напряжению (кВ);

М — точность расчета по мощности (МВт);

В1, В2 — номера балансирующих узлов (целые числа);

НАПР — пределы изменения напряжения балансирующих узлов (кВ).

0103 КУ1 КУ2 КЗ ШАГ,

КУ1, КУ2 — минимальный и максимальный коэффициенты ускорения (по умолчанию равны 1.2 и 1.8);

КЗ — коэффициенты замедления (по умолчанию равен 0,7);

ШАГ — шаг для пересчета коэффициента ускорения (по умолчанию равен 50).

*Структура записей для полиномов СХН:*

0401 СХН АО А1 А2 ВО В1 В2,

АО, ВО — свободные члены полиномов;

А1, В1 — линейные члены полиномов;

А2, В2 — квадратичные члены полиномов;

А — активная мощность;

В — реактивная мощность;

Коэффициенты для СХН 1-го типа: 0,83 -0,3 0,47 3,7 -7,0 4,3;

Коэффициенты для СХН 2-го типа: 0,83 -0,3 0,47 4,9 -10,7 6,2.

Примечания. 1. Для всех типов данных, кроме типа 0290, используется единый формат подготовки: I2, I2, I4, 9F8.0.

Для данных типа 0290 используется формат I2, I2, 4X, F8.0.A8.

Переменная LLL необходима для сохранения выбранного формата и смысловой нагрузки не несет.

2. Если необходимо рассчитать режим с учетом частоты, то дополнительные данные предлагаем вводить из другого файла следующей организации:

0203 LLL УЗЕЛ P<sub>min</sub> P<sub>max</sub> P<sub>nom</sub> K<sub>ct</sub>,

УЗЕЛ — номер узла;

P<sub>min</sub> — значение минимальной мощности генерации в узле (МВт);

P<sub>max</sub> — значение максимальной мощности генерации в узле (МВт);

P<sub>nom</sub> — значение номинальной мощности генерации (МВт);

K<sub>ct</sub> — коэффициент статизма (отн. ед.)

0403 СХН А4 В4

СХН — номер статической характеристики;

А4 — коэффициент полинома для учета частоты по активной мощности;

**В4** — то же по реактивной мощности.

**Унифицированный формат ввода данных для расчетов динамической и статической устойчивости.** Унифицированный формат ввода данных по генераторам и регуляторам предназначен для обмена информацией между программами расчета динамической и статической устойчивости. Данные для ввода подготавливаются в файле последовательного доступа с длиной записи 80 байт. Каждая запись имеет свой ключ, который определяет тип данных:

|      |   |                           |
|------|---|---------------------------|
| 1501 | } | — данные по генераторам;  |
| 1502 |   |                           |
| 1503 |   |                           |
| 1601 | } | — возбудители;            |
| 1801 |   |                           |
| 1802 | } | — регуляторы возбуждения; |
| 1901 |   |                           |
| 1902 | } | — регуляторы скорости.    |
|      |   |                           |

Для всех типов данных используется единый формат подготовки: **2I2, 4X, 9F8.0.**

*Структура записей по генераторам:*

1501 УЗЕЛ кол. бл  $U_{ном}$   $P_{ном}$   $\cos T_j$   $K_d$   $X'_d$ ;  
 1502 УЗЕЛ  $X_d$   $X_q$   $X''_d$ ;  $X''_q$ ;  
 1503 УЗЕЛ  $T'_{do}$   $T''_{do}$   $T'_{qo}$   $T'_d$   $T''_d$ ;  
 УЗЕЛ — номер узла;

кол. бл — количество блоков ( $\geq 0$ ): если кол. бл=0, то все реактивные сопротивления задаются в Омах; если кол. бл.>0, то — в отн. ед.;  $U_{ном}$  — напряжение (кВ), к которому отнесены реактивные сопротивления;

$P_{ном}$  — номинальная мощность блока (МВт);  $\cos$  — номинальный коэффициент мощности;  $T_j$  — постоянная инерции блока (с), отнесенная к  $S_{ном}$  (МВ·А);

$K_d$  — коэффициент демпфирования генератора, равный  $(dP/P_{ном})/(df/f_{ном})$ ;

$X'_d$  — переходное реактивное сопротивление по продольной оси;

$X_d$  — синхронное сопротивление по продольной оси;

$X_q$  — синхронное сопротивление по поперечной оси;

$X''_d$  — сверхпереходное сопротивление по продольной оси;

$X''_q$  — сверхпроводное сопротивление по поперечной оси;

$T'_{do}$  — переходная постоянная времени по продольной оси при разомкнутой обмотке статора (с);

$T''_{do}$  — сверхпроводная постоянная времени по продольной оси при разомкнутой обмотке статора (с);

$T'_{qo}$  — сверхпроводная постоянная времени по поперечной оси при разомкнутой обмотке статора (с);

$T'_d$  — переходная постоянная времени по про-

дольной оси при замкнутой обмотке статора (с);  $T'_d$  — сверхпроводная постоянная времени по продольной оси при замкнутой обмотке статора (с).

*Структура записей по возбудителям:*

1601 УЗЕЛ  $T_e$   $E_{min}$   $E_{max}$   $T_\phi$   $U_\phi$   $K_\phi$   $U_p$   $K_p$ ;

УЗЕЛ — номер узла (целое число);

$T_e$  — постоянная времени возбудителя (с);

$E_{min}$ ,  $E_{max}$  — ограничения на  $E_{qe}$  по отношению к номиналу (%);

$T_\phi$  — постоянная времени возбудителя при форсировке или расфорсировке (с);

$U_\phi$  — напряжение ввода форсировки (отн. ед.);

$K_\phi$  — кратность форсировки, равная

$E_{qe \text{ форс}}/E_{qe \text{ ном}}$ ;

$U_p$  — напряжение ввода расфорсировки (отн. ед.);

$K_p$  — кратность расфорсировки, равная единице —  $(E_{qe \text{ расф}}/E_{qe \text{ ном}})$ .

*Структура записей по регуляторам возбуждения:*

1801 УЗЕЛ  $T_{рв}$   $U_{min}$   $U_{max}$   $K_{ou}$   $K_u$   $K'_{if}$ ;

1802 УЗЕЛ  $T_f$   $K_{of}$   $K'_f$ ;

УЗЕЛ — номер узла;

$T_{рв}$  — постоянная времени регулятора (с);

$U_{min}$ ,  $U_{max}$  — ограничения на выходное напряжение регулятора по отношению к номиналу (%);

$K_{ou}$  — коэффициент усиления по отклонению напряжения (ед. ном. возб./ед. ном. напр.);

$K_u$  — коэффициент усиления по отклонению производной напряжения (дел.);

$K'_{if}$  — коэффициент усиления по отклонению производной тока ротора (дел.);

$T_f$  — постоянная времени в канале измерения частоты (с);

$K_{of}$  — коэффициент усиления по отклонению частоты напряжения (дел.);

$K'_f$  — коэффициент усиления по отклонению производной частоты напряжения (дел.).

*Цена делений:*

по каналу  $K_u$  1 дел=0,72 (ед. ном. возб./ед. ном. напр.)/с,

по каналу  $K'_{if}$  1 дел=2 (ед. ном. возб./ед. ном. тока рот.)/с,

по каналу  $K_{of}$  1 дел=1,3 (ед. возб./Гц),

по каналу  $K'_f$  1 дел=0,5 (ед. ном. возб./Гц)/с.

*Структура записей по регуляторам скорости:*

1901 УЗЕЛ СТАТИЗМ ЗОНА  $T_o$   $T_z$   $P_{min}$   $P_{max}$

$K_{по}$   $T_{по}$

1902 УЗЕЛ  $V_{отк}$   $V_{зак}$ ;

УЗЕЛ — номер узла (целое число);

СТАТИЗМ — статизм регулятора (%);

ЗОНА — зона неустойчивости (люфт) (%);

$T_o$  — постоянная времени при открытии направляющего аппарата (клапанов турбины) (с);

$T_z$  — постоянная времени при закрытии направляющего аппарата (клапанов турбины) (с);

$P_{\min}$ ,  $P_{\max}$  — ограничения на выходную мощность турбины по отношению к номиналу (%);  
 $K_{\text{по}}$  — доля паровых объемов (отн. ед.),  
 $T_{\text{по}}$  — постоянная времени парового объема (с),  
 $V_{\text{отк}}$ ,  $V_{\text{зак}}$  — максимальные скорости открытия и закрытия направляющего аппарата (клапанов турбины) (1/с).

Структура файла дополнительных данных УР для оптимизации режимов электрических сетей.

*Массивы информации об узлах:*

0204 УЗЕЛ UMIN UMAX NOR,

УЗЕЛ — номер узла;

UMIN — нижний предел допустимых значений модуля напряжения узла (кВ);

UMAX — верхний предел допустимых значений модуля напряжения узла (кВ);

NOR — признак задания типа генераторного узла.

*Массивы информации о ветвях:*

0302 NGR УЗЕЛ1 УЗЕЛ2 IMAX(SMAX) TK1MIN TK1MAX SRD TK2MIN TK2MAX SRQ,

УЗЕЛ1 } — номера узлов, ограничивающие

УЗЕЛ2 } — ветвь с трансформатором или заданную контролируруемую линию;

NGK — номер группы контролируемых линий;

IMAX(SMAX) — предельный ток (мощность) трансформатора (А или МВ·А);

TK1MIN — нижний предел для  $K_d$ ;

TK1MAX — верхний предел для  $K_d$ ;

SRD — степень регулирования  $K_d$ ;

TK2MIN — нижний предел для  $K_q$ ;

TK2MAX — верхний предел для  $K_q$ ;

SRQ — степень регулирования  $K_q$ .

0306 NPL УЗЕЛР УЗЕЛQ УЗЕЛI УЗЕЛJ KATO UB UC UN EO EIO,

NPL — номер параллельности для 1-й и 2-й ветвей, моделирующих регулируемый авто(трех-обмоточный) трансформатор (для возможности учета параллельных трансформаторов);

УЗЕЛР } — номера узлов 1-й ветви, моделирующей регулируемый трансформатор;

УЗЕЛQ } — то же для 2-й ветви;

UЗЕЛI } — то же для 2-й ветви;

UЗЕЛJ } — то же для 2-й ветви;

KATO — коэффициент трансформации первого трансформатора;

UB — УНОМ обмотки ВН для трансформатора со связанным ППРН;

UC — УНОМ обмотки СН для трансформатора со связанным ППРН;

UN — УНОМ обмотки НН для трансформатора со связанным ППРН;

EO — номинальное значение ЭДС ВДТ;

FIO — начальное значение угла ЭДС ВДТ.  
 0307 NPL IRT УЗЕЛ1 УЗЕЛ2 EMIN EMAX DE FIMIN FIMAX DFI

IRT — тип регулирования, осуществляемый ВДТ в нейтрали или обмотке СН;

УЗЕЛ1 } — номера узлов, ограничивающие 1-ю

УЗЕЛ2 } — моделирующую трансформатор ветвь;

EMIN — нижний предел ЭДС ВДТ;

EMAX — верхний предел ЭДС ВДТ;

DE — степень регулирования ЭДС ВДТ;

FIMIN — минимально допустимый угол ЭДС ВДТ;

FIMAX — максимально допустимый угол ЭДС ВДТ;

DFI — степень регулирования угла ЭДС ВДТ.

*Информация о характеристиках удельных потерь активной мощности на корону (ХУПК):*

0501 NTXK NXKT C0 C1 C2 C3 C4,

NTXK — номер типа ХУПК от 1 до 50;

NXKT — номер ХУПК в данном типе от 1 до 5; (1 — хорошая погода, 2 — снег, 3 — дождь, 4 — изморозь, 5 — особые условия);

C0

C1

C2

C3

C4

— коэффициенты характеристик удельных потерь активной мощности на корону.

601 NPL NTXK УЗЕЛ1 УЗЕЛ2 L12 NPM1 NPM2,

NPL — номер параллельности ВЛ;

NTXK — номер типа ХУПК для данной ВЛ от 1 до 50 в соответствии с массивом 0501;

УЗЕЛ1 } — номера узлов, ограничивающих

УЗЕЛ2 } — данную ветвь;

L12 — длина ветви 1—2, км;

NPM1 — номер района по метеословиям, к которому относится узел 1, от 1 до 50;

NPM2 — номер района по метеословиям, к которому относится узел 2.

0701 NPM MTP,

NPM — номер района по метеословиям от 1 до 50;

MTP — номер типа погоды, принимающий значения: 0 — отличная погода, 1 — хорошая погода, 2 — снег, 3 — дождь, 4 — изморозь, 5 — особые условия.

**Основные принципы подготовки информации для моделирования противоаварийной автоматики при расчетах динамической устойчивости.** Обычно противоаварийная автоматика, представленная в расчете переходного процесса, состоит из достаточно большого числа отдельных автоматов [8]. Далее излагаются принципиальные положения модели автоматики, базирующиеся на подходах, наиболее распространенных в эксплуатации программ [4, 5].

Модель каждой отдельной автоматики вклю-

часть в себя две части:

набор условий работы (например, время, ток, переток активной мощности, частота, угол и т. п.);

набор действий, которые производятся в схеме при выполнении заданных условий (например, включение — отключение шунта КЗ., отключение линии или изменение ее сопротивлений, отключение генераторов и нагрузки, включение других автоматов и т. п.).

Такой способ моделирования автоматики с помощью ограниченного набора относительно простых стандартных программных блоков, описывающих различные условия и действия, позволяет смоделировать работу автоматики практически любой сложности.

Набор условий работы каждой отдельной автоматики может содержать факторы запуска, блокировки и контроля предшествующего режима (КПР) с указанием логической связи между факторами. Необходимо иметь возможность задания начального состояния автоматики и ее идентификационного номера.

Факторы запуска каждой отдельной автоматики представляют собой собственно условие запуска указанной автоматики. Контроль за их выполнением производится непрерывно в ходе расчета переходного процесса. После того как условие запуска автоматики выполнено, подается сигнал на выполнение требуемых действий. После выполнения последнего действия из набора действий данной автоматики она переводится в состояние «ВЫВЕДЕНА» и может быть снова введена в расчет, только с помощью другой автоматики.

Факторы блокировки дают возможность непосредственно перед выдачей сигнала на выполнение действий проверить выполнение дополнительных условий и, если эти условия выполняются, то данная автоматика переводится в исходное рабочее состояние. В ходе переходного процесса она снова может быть запущена, если выполняются ее условия запуска.

Факторы КПР служат для полной блокировки работы данной автоматики (т.е. данная автоматика переводится в состояние «ВЫВЕДЕНА») перед расчетом переходного процесса, если условия, сформулированные в факторах КПР, будут выполнены.

Общая структура фактора запуска, блокировки или КПР выглядит следующим образом:

|                              |                        |                     |                     |                         |
|------------------------------|------------------------|---------------------|---------------------|-------------------------|
| ключевое<br>слово<br>фактора | ij (если<br>требуется) | величина<br>уставки | выдержка<br>времени | коэффициент<br>возврата |
|------------------------------|------------------------|---------------------|---------------------|-------------------------|

Условие, сформулированное в факторе запуска, считается выполненным, если указанное в ключевом слове условие для данной величины уставки с учетом коэффициента возврата выполняется в течение всей указанной выдержки вре-

мени.

Факторы запуска (так же блокировки и КПР) допускают между собой различные виды логической связи типа: «И», «ИЛИ» и «С».

Если между факторами указана логическая связь «ИЛИ», то это означает, что при выполнении хотя бы одного фактора из всей группы произойдет запуск данной автоматики.

Если указана логическая связь «И», то запуск данной автоматики произойдет только при одновременном выполнении всех факторов данной группы в течение заданного интервала времени.

Если указана связь «С», то это означает, что выполнение указанного в первом факторе условия проверяется для суммы параметров, указанных в данном и следующих факторах (например, контроль суммы перетоков по нескольким связям).

Если в какой-либо автоматике факторы связаны между собой разными логическими связями, то действует общепринятое правило старшинства логических операций: вначале выполняются операции «С», затем операции «И» и последними «ИЛИ».

Группа факторов, объединенных признаком «С», фактически является одним сложным фактором, поэтому, для этой группы уставка, значения, выдержка времени и коэффициента возврата являются общими и должны быть заданы в первом факторе группы.

Таким образом, общая структура записи условий работы для отдельной автоматики принимает следующий вид:

$$\left[ \begin{array}{c} 0 \\ N \end{array} \right] \left| \begin{array}{c} \text{ВВЕДЕНА} \\ \text{ВЫВЕДЕНА} \end{array} \right| \Phi_1 \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_2 \dots \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_n \rightarrow \\ \rightarrow \left[ \begin{array}{c} \text{БЛОКИРОВКА} \\ \Phi_{n+1} \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_{n+2} \dots \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_k \rightarrow \\ \rightarrow \left[ \begin{array}{c} \text{КПР} \\ \Phi_{k+1} \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_{k+2} \dots \left[ \begin{array}{c} \text{ИЛИ} \\ \text{И} \\ \text{С} \end{array} \right] \Phi_m$$

где N — номер автоматики;

ВВЕДЕНА — начальное состояние автоматики;

ВЫВЕДЕНА — факторы запуска автоматики;

$\Phi_1, \dots, \Phi_n$  — факторы блокировки;

$\Phi_{n+1}, \dots, \Phi_k$  — факторы контроля предшествующего режима.

Параметры, заключенные в квадратные скобки, могут быть опущены. Подчеркнутые параметры предусматриваются по умолчанию.

После каждой записи, содержащей условия срабатывания данной автоматики, должна следовать запись, содержащая набор действий, которые должны быть произведены при выполнении заданных условий.

Структура описания действия автоматики:

|                     |                   |                        |                    |
|---------------------|-------------------|------------------------|--------------------|
| выдержка<br>времени | ключевое<br>слово | ij (если<br>требуется) | K1 K2 K3 K4 K5 K6, |
|---------------------|-------------------|------------------------|--------------------|

где  $K_1, K_2, \dots, K_6$  — параметры, имеющие разный смысл в зависимости от конкретного ключевого слова действия, как правило, это новые значения параметров элементов сети, генераторов, нагрузок и т.д. или относящиеся к работе самой программы (изменение шага печати, установка расчета и т.д.).

Каждая отдельная автоматика может иметь несколько действий, производящихся в схеме при выполнении условий ее работы.

Общая структура записи группы действий выглядит следующим образом:

$D_1 \ D_2 \ \dots \ D_n$ ,

где  $D_1, D_2, \dots, D_n$  — действия данной автоматики.

**Заключение.** Предлагаемый унифицированный состав данных для решения электрических задач позволяет упростить комплексирование отдельных программ, повысить качество и надежность расчетов, оперативно осуществлять обмен исходными данными и результатами расчетов между энергосистемами и ОДУ.

Состав исходных данных унифицированных файлов можно принять за основу для формирования баз данных по электрическим элементам и объектам энергосистем. ЦДУ рекомендует к эксплуатации только те программы, которые основаны на применении приведенных баз данных.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизация управления энергообъединениями / В.В. Гончуков, В.М. Горнштейн, Л.А. Крумм и др. Под ред. С.А. Савалова. — М.: Энергия, 1979.
2. Савалов С.А. Режимы Единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Качанова Н.А., Умедыян В.В. Программа расчета установившегося электрического режима энергосистемы с учетом статических характеристик нагрузок. — В кн.: Применение вычислительных машин для анализа устойчивости и токов короткого замыкания в электрических системах. — Киев: Наукова думка, 1968.

4. Лоханин Е.К., Васильева Г.В., Галактионов Ю.И. Математическая модель энергосистемы для расчета и анализа переходных процессов и устойчивости / Тр. ВНИИЭ. — М.: Энергия, 1976, вып. 51.

5. Совершенствование средств анализа переходных процессов для повышения эффективности противоаварийного управления режимами энергосистем / Ю.П. Первушин, В.П. Иванов, Ю.Е. Гуревич, Л.Е. Либова. Обзор. — Рига: ЛатНИИТИ, 1985.

6. Повышение эффективности метода Ньютона при расчетах установившихся режимов больших электрических систем / П.И. Бартоломей, С.К. Окуловский, А.В. Авраменко, А.А. Ярославцев. — Электричество, 1982, № 8.

7. Методы оптимизации режимов энергосистем / В.М. Горнштейн, Б.П. Мирошниченко, А.В. Пономарев и др.; под ред. В.М. Горнштейна. — М.: Энергия, 1981.

8. Окин А.А. Противоаварийная автоматика энергосистем. — М.: Изд.-во МЭИ, 1995.

[30.01.97]

*Авторы: Окин Анатолий Андреевич окончил электроэнергетический факультет Всесоюзного заочного политехнического института в 1966 г. В 1978 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Оптимизация управляющих воздействий противоаварийной автоматики энергосистем» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Главный инженер ЦДУ ЕЭС России.*

*Портной Мирлен Гдальевич окончил электроэнергетический факультет (ЭЭФ) МЭИ в 1952 г. В 1960 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Ресинхронизация в энергосистемах» в МЭИ. Главный специалист по электрическим режимам ЦДУ ЕЭС России.*

*Шелухин Николай Николаевич окончил ЭЭФ МЭИ в 1963 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Определение слабых звеньев энергосистем» в Энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского. Заместитель начальника службы математического обеспечения ЦДУ ЕЭС России.*

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

Журнал «Электричество» предоставляет свои страницы для

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

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английском языках. Реклама в черно-белом изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 103012 Москва, К—12, Б. Черкасский пер., 2/10 или 101000 Москва, Главпочтамт, абонементный ящик № 648. Телефоны для справок: 924-24-80, 928-88-69.



# Оптимизация режимов энергосистемы с учетом ограничений по напряжениям

СМИРНОВ К.А.

*Изложен подход к расчету оптимального режима энергосистемы в случае, если в ряде узлов необходимо выдерживать фиксированный модуль напряжения как при наличии, так и при отсутствии в них источников реактивной мощности. Изложен способ расчета составляющих вектора—градиента целевой функции, когда в одном из узлов задаются три условия: баланс активной и реактивной мощности в узле и задан квадрат напряжения. Приведен пример расчета.*

**Ключевые слова:** энергосистема, напряжение, оптимальный режим, расчет

При расчете оптимальных режимов электроэнергетических систем наиболее эффективными являются градиентные методы, например [1, 2 и др.]. Настоящая статья основана на градиентном методе автора, названном методом фиксированных параметров [2].

Расчет оптимального режима энергосистемы состоит из следующих основных частей: из расчета исходного режима энергосистемы для заданных условий, расчета составляющих градиента расходов в энергосистеме при изменении тех или иных параметров режима и из расчета некоторого «шага» изменения этих параметров для приближения режима к оптимальному. Таким образом находятся исходные условия для расчета следующего шага оптимизации режима и т.д. Здесь имеется в виду расчет шага изменения режима для приближения к оптимуму — по «методу уменьшения градиента» [3]. Ограничения допустимого изменения параметров могут быть заданы равенствами или неравенствами. В последнем случае состояние параметра в верхнем или нижнем предельном режиме или в промежуточном значении между пределами определяется по знаку множителя Лагранжа  $\lambda$  [4].

Оптимизация режима производится по условию либо достижения минимума потерь в сети, либо по минимуму суммарного расхода топлива на электростанциях, либо по минимуму стоимости расходуемого топлива.

Задача минимизации расходов с учетом ущерба у потребителей при отклонении напряжения от нормального и оптимизации значений регулируемых коэффициентов трансформации трансформаторов здесь не ставится. Предполагается, что регулирование этих коэффициентов используется для решения местных вопросов регулирования напряжения в районе, и регулировочные возможности этих устройств учитываются при определении пределов допустимого изменения напряжения в питающих узлах.

*The paper considers an approach to calculating an electrical power system optimum regime if by chance in a number of nodes it is necessary to maintain the fixed voltage modulus in the presence as well as in the absence of reactive power sources in these nodes. A method is described for calculating components of the cost function vector-gradient on condition that in one of the nodes the balance of active and reactive power and voltage square are given. An example of calculation is presented.*

**Key words:** electrical power system, voltage, condition, optimization, calculation

При расчете установившегося режима энергосистемы, обычно, для каждого узла, кроме базисного, задаются активная и реактивная мощности узла, либо активная мощность и модуль напряжения. Во втором случае реактивная мощность узла определяется в результате расчета по условию поддержания в узле требуемого напряжения. Наряду с этим, в процессе расчета могут создаваться условия, при которых в некоторых узлах должны соблюдаться заданные значения активной и реактивной мощностей и напряжения. Например, если в процессе изменения режима в каком-либо узле реактивная генерирующая мощность, обеспечивающая поддержание заданного напряжения, достигнет допустимого для нее предела и будет фиксирована в предельном значении, то в этом узле потребуются соблюдение постоянства всех трех указанных параметров.

При упрощенном решении задачи в этом случае практикуется «расфиксирование» напряжения, т.е. условие поддержания заданного напряжения не соблюдается, и оно при изменении режима начинает свободно изменяться. Однако иногда с таким решением нельзя согласиться. В статье рассматривается такой случай, когда для регулирования напряжения данного узла производится привлечение реактивных мощностей, имеющих в близких узлах.

Очевидно, что по сравнению с другими методами, не учитывающими такое использование реактивных мощностей в других узлах, данный метод позволяет более полно использовать имеющиеся в энергосистеме возможности для улучшения режима. Однако это вносит в расчет существенные усложнения. Далее рассматриваются некоторые связанные с этим вопросы.

**Выбор регулирующих источников реактивной мощности.** Поскольку основную роль в регулировании напряжения играют реактивные мощности узлов, можем представить уравнения режима как уравнения, выражающие изменение ре-

активных мощностей и модулей напряжения узлов при постоянстве заданных активных мощностей узлов, которые будут балансироваться с учетом потерь в сети за счет мощности в базисной точке.

В расчетные уравнения установившихся режимов входят конечные значения параметров. Однако для упрощения анализа представим их в виде уравнений малых (в пределе бесконечно малых) отклонений параметров от решения. Изменение этих отклонений (приращений) параметров с приближением их к нулю будет соответствовать приближению режима к решению. Имеется в виду, что сходимость расчета при бесконечно малых отклонениях от сбалансированного режима является необходимым условием для сходимости расчета при конечных значениях параметров.

Уравнение режима будет

$$\Phi \Delta u = \Delta \varphi, \quad (1)$$

где  $\Delta u$  — вектор приращений модулей напряжений узлов;  $\Delta \varphi$  — вектор приращений генерирующих реактивных мощностей узлов или отклонений напряжений от заданных значений;  $\Phi$  — матрица производных  $\partial \varphi_i / \partial u_j$  для уравнений режима с учетом фиксированных напряжений узлов;  $i, j = 1, 2, \dots, N$  ( $N$  — число узлов энергосистемы).

Поскольку здесь рассматривается малая область режимов, окружающая решение, матрица производных  $\partial \varphi_i / \partial u_j$  может считаться постоянной. Таким образом, система уравнений (1) является линейной. Имеется в виду, что постоянство напряжений в узлах, где оно фиксировано, достигается за счет изменения реактивной мощности некоторых регулирующих электростанций, которыми могут быть как электростанции в узлах с фиксированным напряжением, так и в других узлах.

Реальный расчет ведется в следующем порядке: рассчитывается режим при постоянстве заданных реактивных мощностей и напряжений для некоторых исходных значений регулирующих реактивных мощностей; определяется необходимая реактивная мощность в узлах, где напряжение фиксировано; требуемое изменение реактивных мощностей в этих узлах прибавляется к реактивным мощностям соответствующих регулирующих электростанций.

Если все фиксированные напряжения регулируются реактивными мощностями электростанций в этих же узлах, то решение достигается за одну указанную процедуру расчета. Соответствующая этому система уравнений (1) для приращений параметров будет однородной, и, поскольку матрица  $\Phi$  в области устойчивых режимов будет неособенной, система будет иметь

нулевое решение. Если же регулирование напряжений узлов производится реактивными мощностями других узлов, то полученное решение будет лишь первым приближением и потребуются повторение этой расчетной процедуры при новых значениях реактивных мощностей регулирующих электростанций и т.д. Таким образом, расчет будет итерационным.

Необходимые приращения реактивных мощностей в узлах определяются уравнением

$$\Delta Q = A \Delta u, \quad (2)$$

где  $A$  — матрица производных  $\partial Q_i / \partial u_j$ .

В уравнениях системы (1) для узлов с фиксированным напряжением и постоянным значением реактивной мощности правые части уравнений будут равны нулю, поскольку в каждом реальном расчете режима в уравнения входят заданные постоянные значения. Неравные нулю правые части уравнений (1) будут только в уравнениях узлов, реактивные мощности которых регулируют напряжение не в своих узлах. Поэтому для образования вектора правых частей уравнений системы (1) умножим вектор приращений реактивных мощностей  $\Delta Q$ , полученный в результате решения системы (2), на некоторую матрицу  $R$ , элементами которой будут единицы на пересечении столбцов для узлов с фиксированным напряжением и строк, отвечающих соответствующим регулирующим реактивным мощностям, если они регулируют напряжение не в своих узлах.

В результате получаем, что вектор приращений  $\Delta u$  для каждой следующей итерации расчета выразится уравнением

$$\Delta u^{(p+1)} = (1 + \Phi^{-1} RA) \Delta u^{(p)}, \quad (3)$$

где  $p$  — номер итерации.

Анализ уравнения (3) показывает, что при неудовлетворительном выборе регулирующих электростанций итерационный процесс (3) может расходиться.

Рассмотрим, например, пятиузловую схему, в которой узел 1 является базисным, напряжения и реактивные мощности в узлах 2 и 3 заданы фиксированными и реактивные мощности в узлах 4 и 5 являются регулируемыми для поддержания заданных напряжений соответственно в узлах 2 и 3.

Пусть схема представляет собой полный многоугольник, причем проводимости ветвей 2—4 и 3—5, соединяющих узлы 2 и 3 с регулируемыми узлами 4 и 5, примем условно равными 10 единицам, а проводимость каждой из остальных ветвей схемы пусть будет равна единице. Это соответствует тому, что для регулирования напряжения в узлах 2 и 3 выбраны ближайшие к ним электростанции.

В результате расчета по уравнениям (3) получаем, что, если в исходной (нулевой) итерации  $\Delta u_4^{(0)}=1$ , а  $\Delta u_5^{(0)}=0$ , то после первой итерации  $\Delta u_4^{(1)}=-0,2202$  и  $\Delta u_5^{(1)}=-0,1369$ , и таким образом сумма абсолютных значений отклонений от решения уменьшается от 1,0 до 0,3572. Имея в виду, что в данной схеме узлы 2 и 4 являются взаимозаменяемыми с узлами 3 и 5 и что система является линейной, получим, что последующие итерации расчета дадут дальнейшее уменьшение суммы абсолютных значений переменных и их приближение к нулю и, следовательно, при любых малых исходных значениях переменных  $\Delta u_4^{(0)}$  и  $\Delta u_5^{(0)}$  итерационный процесс будет сходящимся.

Допустим теперь, что для поддержания заданного напряжения узла 2 будет выбрана электростанция в узле 5, а для узла 3 — электростанция в узле 4. Соответственно этому изменится матрица  $R$ . Тогда, например при  $\Delta u_4^{(0)}=1$  и  $\Delta u_5^{(0)}=-1$  в результате расчета итерации будет получено  $\Delta u_4^{(1)}=1,6429$  и  $\Delta u_5^{(1)}=-1,6429$ . Таким образом, сумма абсолютных значений отклонений напряжений от решения в расчете первой итерации увеличится и будет увеличиваться при всех последующих итерациях, и расчет будет расходиться. Это вызвано тем, что для регулирования напряжения в узлах выбраны не ближайшие к ним источники реактивной мощности, а удаленные. Во избежание этого в разработанной программе расчета оптимального режима энергосистемы предусмотрено, что если в каком-либо узле напряжение выходит за установленные пределы, то просматриваются все электростанции, могущие участвовать в регулировании этого напряжения, и для них определяются значения некоторого коэффициента, характеризующего степень влияния каждой электростанции на изменение данного напряжения, и для его регулирования выбирается электростанция с большим значением этого коэффициента. Для этого в узле, в котором напряжение выходит за установленные пределы, прикладывается некоторое малое пробное приращение напряжения и значения этих коэффициентов определяются как отношение изменения напряжения на шинах просматриваемых электростанций к значению приложенного приращения напряжения.

Чем ближе значение этого коэффициента к единице, тем за меньшее число итераций будет достигнута требуемая точность расчета.

Чтобы исключить выбор для регулирования заведомо удаленных электростанций, принимается, что значение этого коэффициента должно быть не менее некоторой величины. Например, в ряде выполненных расчетов минимальное значение этого коэффициента принималось равным 0,5.

В разработанной программе расчет не прерывается и напряжение узла оставляется свободным, если невозможно найти регулируемую электростанцию для введения напряжения рассматриваемого узла в допустимую область вследствие несовместности заданных условий. Об этом дается соответствующая информация, необходимая для оценки допустимости такого режима и для принятия мер к устранению несовместности заданных ограничений.

**Расчет составляющих градиента расходов в энергосистеме.** Составляющие градиента расходов в энергосистеме при изменении параметров режима определяются в результате решения системы уравнений для всех  $i$  [2]:

$$\sum_s \frac{\partial \varphi_s}{\partial x_i} \lambda_s = -\frac{\partial G}{\partial x_i}; \quad i=1, 2, \dots, n; \quad s=1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

где  $x_i$  — действительные и мнимые составляющие напряжений узлов  $u_j'$  и  $u_j''$ ;  $\varphi_s$  — параметры режима или выражающие их функции от  $x_i$ , которыми могут быть активные и реактивные мощности узлов  $P_j$  и  $Q_j$ , модули или квадраты модулей напряжений узлов  $j$ , являющиеся функцией от  $x_i$ ;  $G$  — расходы в энергосистеме как функция от  $x_i$  или от  $\varphi_s$ ;  $\lambda$  — множители, равные  $\lambda_s = -\frac{\partial G}{\partial \varphi_s}$ .

Здесь  $n=2N$  ( $N$  — число узлов в энергосистеме, включая базисный).

Производные  $\partial G / \partial \varphi_s$  являются составляющими градиента расходов  $g_s$ , определяющими экономичное изменение режима. Они рассчитываются для исходного режима, для режима каждого шага приближения к оптимуму и для оптимального режима. Система (4) является линейной.

Если все фиксированные напряжения узлов регулируются соответствующими источниками реактивной мощности, находящимися в этих узлах, то все диагональные элементы матрицы системы (4) будут не равны нулю и уравнения могут быть решены методом Гаусса, причем решение будет получено за одну расчетную процедуру этого метода. Если же какая-либо электростанция, например в узле  $k$ , регулирует постоянство напряжения не в своем узле, например в узле  $h$ , то диагональный элемент матрицы с производной  $\frac{\partial \varphi_{uh}}{\partial u_k'}$  оказывается равным нулю,

и, следовательно, решение системы методом Гаусса не является возможным. Поэтому возникает вопрос об изыскании приемлемого метода расчета для этих условий. Использование перестановки строк и столбцов не приводит к решению задачи, поскольку нарушает условия для осуществления сжатой записи матрицы.

В соответствии с указанным будем считать, что для регулирования напряжения в данном узле используется реактивная мощность близкого

к нему узла. Рассмотрим уравнения для некоторых трех связанных друг с другом узлов сложной энергосистемы, имея в виду, что в каждой строке матрицы этих уравнений имеются, кроме того, еще элементы, не приведенные в этой матрице, относящиеся к другим узлам, и имеются соответствующие этим узлам строки. При этом в узле 1 этой системы заданы активная и реактивная мощности, в узле 2 — активная и реактивная мощности и квадрат модуля напряжения и в узле 3 — только активная мощность. Реактивная мощность узла 3 используется для регулирования напряжения в узле 2. Узел 3 близок к узлу 2. Независимыми параметрами  $\varphi_s$ , определяющими режим, являются  $P_1, Q_1, P_2, Q_2, P_3$  и  $u_2^2$ . Экономичное направление изменения режима для его приближения к оптимуму определяется значениями множителей  $\lambda$ , относящихся к этим параметрам. Параметр  $Q_3$  не является независимым и поэтому не входит в число параметров  $\varphi_s$ .

Система уравнений (4) представится следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial P_1}{\partial u_1'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_1'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_1'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_1'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_1'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_1'} \\ \frac{\partial P_1}{\partial u_1'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_1'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_1'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_1'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_1'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_1'} \\ \frac{\partial P_1}{\partial u_2'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_2'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_2'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_2'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_2'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_2'} \\ \frac{\partial P_1}{\partial u_2'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_2'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_2'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_2'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_2'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_2'} \\ \frac{\partial P_1}{\partial u_3'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_3'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_3'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_3'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_3'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_3'} \\ \frac{\partial P_1}{\partial u_3'} & \frac{\partial Q_1}{\partial u_3'} & \frac{\partial P_2}{\partial u_3'} & \frac{\partial Q_2}{\partial u_3'} & \frac{\partial P_3}{\partial u_3'} & \frac{\partial u_2^2}{\partial u_3'} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{P1} \\ \lambda_{Q1} \\ \lambda_{P2} \\ \lambda_{Q2} \\ \lambda_{P3} \\ \lambda_{u2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial G}{\partial u_1''} \\ -\frac{\partial G}{\partial u_1'} \\ -\frac{\partial G}{\partial u_2''} \\ -\frac{\partial G}{\partial u_2'} \\ -\frac{\partial G}{\partial u_3'} \\ -\frac{\partial G}{\partial u_3} \end{bmatrix} \quad (I)$$

Строки матрицы отвечают переменным  $x_i$ , столбцы соответствуют множителям  $\lambda_s$ , элементами матрицы являются производные  $\partial \varphi_s / \partial x_i$ . Поскольку функция  $\varphi_{u2}$ , равная  $u_2^2 = u_2'^2 + u_2''^2$ , от  $u_3$  не зависит, диагональный элемент  $\partial u_2^2 / \partial u_3$  равен нулю.

Решение системы (I) произведем следующим образом. Столбец матрицы для  $\lambda_{u2}$ , умноженный на  $\lambda_{u2}$ , перенесем в правую часть уравнений (I), а вместо него введем столбец для некоторого искусственного параметра  $Q_3^*$  и отвечающего ему множителя  $\lambda_{Q3}^*$ , в котором элементы для всех строк, кроме относящихся к узлу 3, равняются нулю, элемент  $\partial Q_3^* / \partial u_3$  определяется дифференцированием функции  $Q_3$  по  $u_3$ , а в качестве

элемента  $\partial Q_3^* / \partial u_3''$  принимается величина

$$\partial Q_3^* / \partial u_3'' = \frac{\partial Q_3}{\partial u_3'} \frac{u_3''}{u_3'} \quad (5)$$

Такие значения этих элементов позволяют в дальнейшем прийти к решению. Обозначим полученную таким образом систему уравнений как (II). Примем  $\lambda_{u2} = 0$  и, поскольку все диагональные элементы матрицы не равны нулю, решаем полученную систему методом Гаусса. Получим некоторые значения всех множителей  $\lambda_s$ , в том числе значение множителя  $\lambda_{Q3}^*$ , в общем случае не равное нулю. Теперь будем искать такое изменение множителя  $\lambda_{u2}$ , при котором в результате решения системы (II) множитель  $\lambda_{Q3}^*$  станет равным нулю. Решим эту задачу сначала для случая, когда постоянство напряжения задано не в узле 2, а в узле 3, т. е.  $h=3$ , и оно регулируется реактивной мощностью этого узла, т. е.  $k=3$ . Соответствующую систему уравнений обозначим как (III). Уравнение, относящееся к переменной  $u_3'$  в этой системе, будет иметь вид:

$$\frac{\partial P_1}{\partial u_3'} \lambda_{P1} + \frac{\partial Q_1}{\partial u_3'} \lambda_{Q1} + \frac{\partial P_2}{\partial u_3'} \lambda_{P2} + \frac{\partial Q_2}{\partial u_3'} \lambda_{Q2} + \frac{\partial P_3}{\partial u_3'} \lambda_{P3} + \frac{\partial Q_3}{\partial u_3'} \lambda_{Q3}^* = -\frac{\partial u_3^2}{\partial u_3'} \lambda_{u3} - \frac{\partial G}{\partial u_3'}$$

причем  $\lambda_{u3}$  в этом уравнении равно нулю и остальные множители  $\lambda_s$  имеют некоторые значения, удовлетворяющие этой системе. Исходя из того, что это уравнение должно соблюдаться, получим, что для изменения  $\lambda_{u3}$  на  $\Delta \lambda_{u3}$  так, чтобы значение  $\lambda_{Q3}^*$  изменилось до нуля при неизменных значениях всех остальных  $\lambda_s$ , необходимо в левой части уравнения прибавить  $-\frac{\partial Q_3}{\partial u_3'} \lambda_{Q3}^*$  и для соблюдения уравнения добавить в правой части равную величину  $-\Delta \lambda_{u3} \frac{\partial u_3^2}{\partial u_3'}$ , откуда

$$\Delta \lambda_{u3} = \lambda_{Q3}^* \frac{\partial Q_3}{\partial u_3'} / 2u_3' \quad (7)$$

Подставляя это значение  $\Delta \lambda_{u3}$  в уравнение для  $u_3''$  системы (III), получим, что в правой его части добавится  $\frac{\partial u_3^2}{\partial u_3''} \Delta \lambda_{u3}$  и для соблюдения этого уравнения при неизменных значениях остальных  $\lambda_s$  нужно в левой части добавить равную величину. Тогда, учитывая (5), получим, что уравнение будет соблюдаться при значении  $\lambda_{Q3}^*$ , равном нулю. При этом все остальные уравнения системы (III) будут также соблюдаться, поскольку они не зависят от  $\lambda_{Q3}^*$  и  $\lambda_{u3}$ , и таким образом  $\Delta \lambda_{u3}$ , отвечающее (7), при полученных значениях остальных  $\lambda_s$  будет искомым значением этого множителя в уравнениях (III), при-

водящим  $\lambda_{Q3}^*$  к нулю.

Поскольку при этом решении  $\lambda_{Q3}^* = 0$ , полученные значения множителей  $\lambda_i$  будут решением системы (I) для случая, когда реактивная мощность  $Q_3$  в узле 3 регулирует напряжение в своем узле.

В связи с тем, что по условию узел 3 близок к узлу 2 и система является линейной, приращение квадрата напряжения в узле 2 при изменении реактивной мощности узла 3 близко к изменению квадрата напряжения в узле 3. Поэтому полученное значение  $\lambda_{u3}$ , представляющее изменение расходов в энергосистеме с обратным знаком, отнесенное к изменению квадрата напряжения в узле 3, можно считать приближенным значением множителя  $\lambda_{u2}$ , выражающего изменение расходов в энергосистеме с обратным знаком при изменении  $Q_3$ , отнесенное к изменению квадрата напряжения в узле 2.

При подстановке полученного приближенного значения  $\lambda_{u2}$  в уравнение (II) и его решении множитель  $\lambda_{Q3}^*$  будет отличен от нуля, однако, чем ближе узел 3 к узлу 2, тем  $\lambda_{Q3}^*$  будет ближе к нулю. Определяя для полученного  $\lambda_{Q3}^*$  по формуле (7) дополнительное изменение  $\Delta\lambda_{u2}$  и решая уравнение (II), получим дальнейшее приближение  $\lambda_{Q3}^*$  к нулю и т.д. Когда в результате такого итерационного процесса множитель  $\lambda_{Q3}^*$  достигнет с требуемой точностью нуля, системы уравнений (I) и (II) будут совпадать, и таким образом, полученные при этом значения множителей  $\lambda_i$  будут решением системы (I). Этот расчет будет также давать соответствующий результат, если реактивная мощность узла регулирует свое напряжение.

Приведенный метод определения множителей  $\lambda_i$  и соответствующих им составляющих градиента расходов в энергосистеме реализован в разработанной программе расчета оптимального режима энергосистемы, и его применение дает положительные результаты.

Разработанная программа расчета оптимального режима энергосистемы составлена для энергосистем с числом узлов до 1000, числом ветвей до 2000 и числом электростанций до 500. Оптимизация производится либо по минимуму потерь в сети, либо по минимуму расхода топлива на электростанциях, либо по минимуму стоимости расходуемого топлива. Уравнения режима решаются методом Ньютона<sup>1</sup>.

В качестве примера можно привести результаты одного из расчетов оптимального режима энергосистемы СНГ, связанного с определением экономического развития энергосистемы. Система содержит 733 узла, 1156 ветвей и 378 электростанций (источников активной и реактивной мощности). При заданных исходных значениях мощностей электростанций напряжение в 99 узлах оказывает-

ся вне установленных пределов. При этом сумма абсолютных значений отклонений напряжений от предела в относительных единицах составила 2,49. Определение каждого нового режима, связанного с изменением какой-либо регулирующей электростанции для введения какого-нибудь напряжения в пределы, производится при выполнении четырех итераций расчета режима методом Ньютона. Для расчета исходного режима с вводом напряжений в заданные пределы в той степени, в какой это при имеющихся реактивных мощностях узлов оказывалось возможным, потребовалось в сумме 762 итерации решения уравнений режима. Для достижения оптимального распределения активных и реактивных мощностей с установленной точностью было выполнено 40 шагов оптимизации режима. В результате оптимизации режима стоимость расходуемого топлива уменьшилась против исходного режима на 1,83%. Число узлов, в которых напряжение остается вне установленных пределов, уменьшилось до 60, и сумма абсолютных значений отклонений напряжений от предела в относительных единицах уменьшилась до 1,69. Число узлов, в которых постоянство напряжения поддерживается реактивными мощностями других узлов, в оптимальном режиме было равно 11. Полученные данные о несоблюдении пределов напряжений позволяют наметить мероприятия, обеспечивающие поддержание в узлах необходимых напряжений.

Время расчета по данной программе сильно зависит от числа и характера заданных ограничений режима и, в частности, от достаточности располагаемой реактивной мощности в узлах для поддержания необходимых напряжений. Общее время расчета оптимального режима рассмотренной энергосистемы на персональной ЭВМ с процессором 586 при разных заданных условиях составляет около 2–10 мин.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крумм Л.А. Методы приведенного градиента при управлении электроэнергетическими системами. — Новосибирск: Наука, 1977.
2. Смирнов К.А. Метод фиксированных параметров и метод базисных относительных приростов для расчета экономического режима энергосистемы. — Электричество, 1964, № 1.
3. Смирнов К.А. Оптимизация режима энергосистемы по методу уменьшения градиента. — Известия АН СССР. Энергетика и транспорт, 1966, № 2.
4. Смирнов К.А. Определение относительного минимума функции в задачах оптимального распределения мощностей в энергетических системах при заданных пределах допустимого режима. — Электроэнергетика (Сб. статей) — М.: Изд. ЭНИН им. Г.М. Кржижановского, 1962, вып. 6.

[18.09.96]

*Автор: Смирнов Кирилл Алексеевич окончил электротехнический факультет Московского высшего технического училища в 1929 г. В 1948 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Электрические сети и системы» в Московском энергетическом институте. Работал старшим научным сотрудником в Энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского.*

<sup>1</sup> В отладке программы принимала участие научный сотрудник Е.А. Литвиненко.

# Автоматическая система управления тиристорно-реакторным компенсатором

МАЛАФЕЕВ С.И.

Рассмотрена система управления тиристорно-реакторным компенсатором, обеспечивающая быстродействующее регулирование квадратурной составляющей основной гармоники переменного тока питающей сети. Проведен анализ динамических характеристик системы с помощью приближенной дискретной модели и имитационного моделирования.

Ключевые слова: автоматическая система управления, компенсатор, реактивный ток, моделирование

В промышленных электрических системах с резкопеременными и нелинейными нагрузками для повышения коэффициента мощности часто используют тиристорно-реакторные компенсаторы [1, 2]. Основные требования, предъявляемые к таким устройствам, — высокое быстродействие, точность поддержания заданного параметра режима и помехоустойчивость. Для управления тиристорно-реакторными компенсаторами обычно используют автоматические системы с обратной связью по напряжению, реактивной мощности или реактивному току, [1, 2]. Время регулирования в системах, построенных по классическим схемам, лежит в диапазоне от 80 до 300 мс [1], а точность определяется в основном погрешностями измерительных преобразователей. Следует отметить также, что применяемые в компенсаторах устройства импульсно-фазового управления тиристорами, реализующие вертикальный способ управления, имеют низкую помехоустойчивость [4].

Таким образом, возрастающие требования к эффективности функционирования статических компенсаторов, с одной стороны, и отсутствие средств регулирования, отвечающих этим требованиям, с другой, определяют актуальность исследований и разработок по совершенствованию автоматических регуляторов для компенсирующих устройств.

В статье рассматривается система управления тиристорно-реакторным компенсатором, отличающаяся повышенными быстродействием, точностью и помехоустойчивостью. В основу принципа действия системы положены следующие технические решения [4—7]:

регулирование квадратурной составляющей основной гармоники тока питающей сети;

корреляционный метод измерения регулируемого параметра;

совмещение во времени процедур измерения и формирования импульсов управления тири-

The paper considers a control system for a thyristor shunt compensator. The system considered ensures a high-speed regulation of the feeding network alternating current fundamental harmonic quadrature-lagging component. An analysis of the system dynamic characteristics is carried out with the help of an approximate discrete model.

Key words: automatic control system, thyristor, compensator, reactive current, simulation

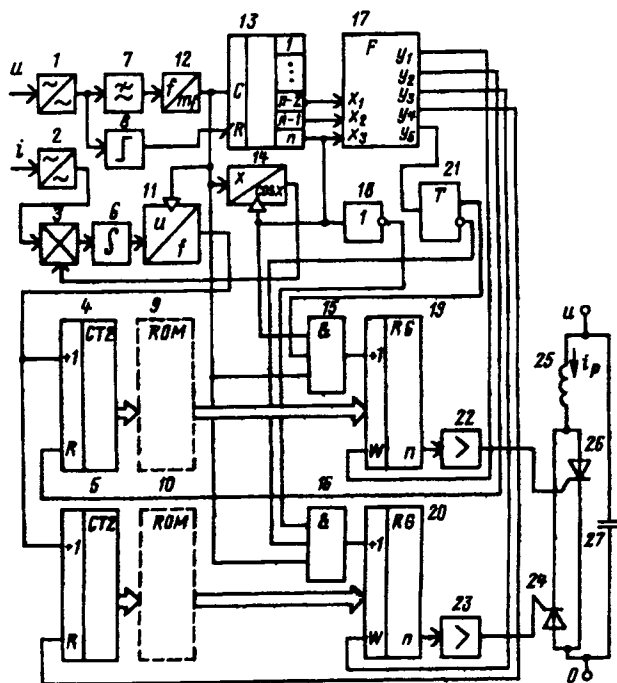


Рис. 1. Функциональная схема системы управления тиристорно-реакторным компенсатором

сторами;

интегральное преобразование сигналов.

Функциональная схема автоматической системы приведена на рис. 1, а временные диаграммы, поясняющие ее принцип действия, — на рис. 2. Система управления тиристорно-реакторным компенсатором работает следующим образом. Напряжение питающей электрической сети

$$u = U_m \sin \omega t,$$

где  $U_m$  и  $\omega$  — амплитуда и частота, поступает на вход первичного преобразователя напряжения 1, а с его выхода — на фильтр нижних частот 7 и нуль-орган 8.

Сигнал с выхода фильтра нижних частот по-

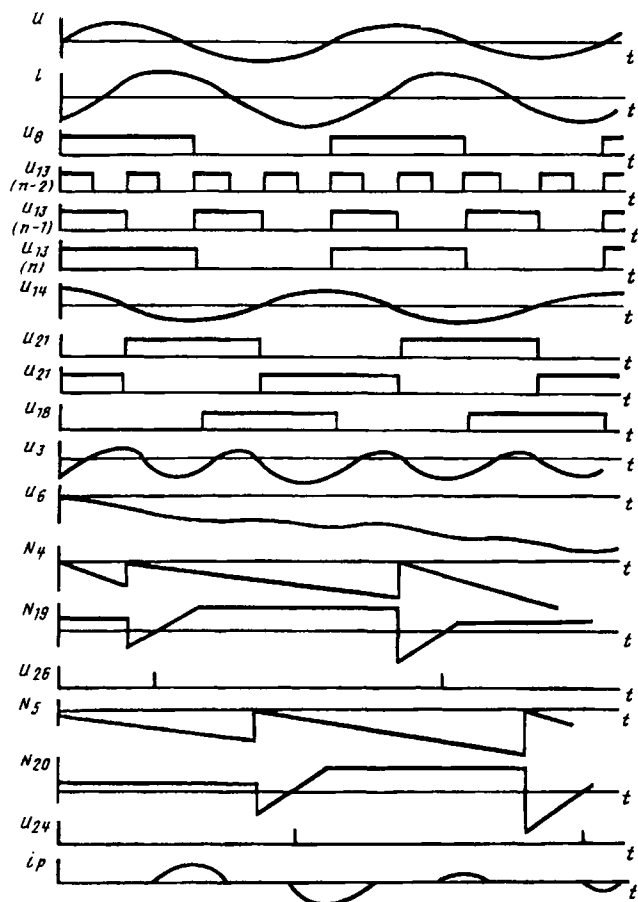


Рис. 2. Временные диаграммы работы системы

ступает на вход умножителя частоты 12, который формирует импульсы, следующие с частотой

$$f_{12} = mf_c = m/T = m\omega/2\pi, \quad (1)$$

где  $m$  — большое число ( $m \geq 2000$ );  $f_c$  и  $T$  — частота и период напряжения питающей сети.

На выходе нуля-органа 8 формируются прямоугольные импульсы, которые передним фронтом устанавливают двоичный счетчик 13 в начальное состояние, соответствующее записи в нем 0. Импульсы с выхода умножителя частоты 12 поступают на С-вход счетчика 13, который выполняет роль цифрового интегратора. Если разрядность  $n$  счетчика выбрана таким образом, что  $2^n = m$ , то в нем в конце каждого периода записывается максимальное число  $2^n - 1$ . Это означает, что на выходе  $n$ -го разряда счетчика 13 формируется импульсная последовательность  $U_{13n}$ , повторяющая выходной сигнал нуля-органа 8, а на выходах  $(n-1)$ -го и  $(n-2)$ -го разрядов формируются импульсы соответственно удвоенной и учетверенной частоты.

Сигналы с выходов  $(n-2)$ -го,  $(n-1)$ -го и  $n$ -го разрядов счетчика 13 поступают соответственно на входы логического блока 17, который формирует пять последовательностей коротких им-

пульсов:

$u_{17.1}$  с частотой  $f_c$  (моменты времени  $t = T/4$ );

$u_{17.2}$  с частотой  $f_c$  (моменты времени  $t = T/4 + \Delta\tau$ , где  $\Delta\tau$  — малый интервал времени, необходимый для разнесения во времени процессов записи информации в счетчик 17 и сброса счетчика 5);

$u_{17.3}$  с частотой  $f_c$  (моменты времени  $t = 3T/4$ );

$u_{17.4}$  с частотой  $f_c$  (моменты времени  $t = 3T/4 + \Delta\tau$ );

$u_{17.5}$  с частотой  $2f_c$  (моменты времени  $t = T/4$  и  $t = 3T/4$ ).

Импульсы  $u_{17.5}$  с пятого выхода логического блока 17 поступают на вход триггера 21, на выходе которого формируется импульсная последовательность  $u_{21}$  с частотой сети, но сдвинутая по фазе относительно напряжения  $u$  на четверть периода.

Функциональный преобразователь 14 представляет собой цифровой формирователь опорного квазигармонического сигнала  $u_{14} = \cos \omega t$  [7]. Он выполняет преобразование числа импульсов  $u_{12}$ , поступающих с выхода умножителя частоты 12 на его информационный вход, в квазигармонический сигнал  $u_{14} = \cos \omega t$ , который строго синхронизирован с напряжением сети.

Несинусоидальный ток

$$i = \sum_{l=1}^{\infty} I_{ml} \sin(l\omega t + \varphi_l),$$

где  $l$  — номер гармоники;  $I_{ml}$  — амплитуда  $l$ -й гармоники тока;  $\varphi_l$  — фазовый сдвиг  $l$ -й гармоники тока, преобразуется с помощью первичного преобразователя тока 2 в напряжение

$$u_2 = k_{2i},$$

где  $k_2$  — коэффициент передачи первичного преобразователя тока 2.

Блок перемножения 3 формирует сигнал

$$u_3 = k_2 \sum_{l=1}^{\infty} I_{ml} \sin(l\omega t + \varphi_l) \cos \omega t,$$

среднее за период  $T$  основной гармоники значение которого равно

$$\begin{aligned} U_{3cp} &= k_2 \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{l=1}^{\infty} I_{ml} \sin(l\omega t + \varphi_l) \cos \omega t dt = \\ &= 0,5 k_2 I_{m1} \sin \varphi_1. \end{aligned}$$

Таким образом, постоянная составляющая выходного сигнала блока перемножения 3 пропорциональна квадратурной составляющей основной гармоники тока сети.

Сигнал  $u_3$  поступает на выход интегратора

6 и преобразуется им в соответствии с выражением

$$u_6 = k_6 \int_0^t k_2 i(t) \cos \omega t dt,$$

где  $k_6$  — коэффициент передачи интегратора 6.

Так как напряжение  $u_3$  представляет собой сумму постоянной составляющей  $U_{3cp}$  и гармоник  $u_{3r}$ , то выходной сигнал интегратора 4 также можно представить в виде суммы постоянной составляющей  $u_6(0)$ , отражающей начальные условия, линейно изменяющегося напряжения  $u_6(t) = k_4 U_{3cp} t = 0,5 k_2 k_6 I_m t \sin \varphi_1$  и вышших гармоник

$$u_{6r}(t) = k_6 \int_0^t u_{3r}(t) dt.$$

Следовательно, при наличии квадратурной составляющей основной гармоники тока сигнал на выходе интегратора 6 возрастает со скоростью, пропорциональной этой составляющей. Знак выходного сигнала интегратора 6 определяется знаком фазового сдвига  $\varphi_1$  основной гармоники тока относительно напряжения  $u$ . При  $\varphi_1 = 0$  постоянная составляющая напряжения на входе интегратора 6 равна 0 и, следовательно, среднее значение его выходного сигнала не изменяется.

Выходной сигнал  $u_6$  интегратора 6 поступает на вход частотно-импульсного преобразователя 11 синхронного типа. Среднее значение его выходной частоты пропорционально входному напряжению  $u_6$  и частоте  $f_{12}$  тактовых импульсов  $u_{12}$ :

$$f_{11} = k_{11} f_{12} u_6(t) \text{ при } u_6(t) > 0,$$

где  $k_{11}$  — коэффициент передачи частотно-импульсного преобразователя 11.

Установка счетчиков 4 и 5 выходными импульсами  $u_{17.2}$  и  $u_{17.4}$  логического блока 17 в состояние, соответствующее записи в них нуля, производится один раз за период в моменты соответственно  $t = T/4$  и  $t = 3T/4$ .

Импульсы  $u_{11}$  с выхода частотно-импульсного преобразователя 11 поступают на входы двоичных счетчиков 4 и 5. В каждом счетчике подсчет импульсов осуществляется в течение одного периода  $T$  сетевого напряжения, после чего производится их установка в исходное состояние. При  $u_6 < 0$ , что соответствует  $\varphi_1 < 0$ , т.е. емкостному характеру основной гармоники тока, импульсы не формируются и счетчики 4 и 5 сохраняют состояния  $N_4 = N_5 = 0$ .

В момент времени  $t = T/4$  в счетчике 4 записывается число

$$N_4 = \sum_{-3T/4 < t < T/4} u_{11} \approx k_{11} f_{12} \int_{-3T/4}^{T/4} u_6 dt = k_{11} \frac{m}{T} \times \\ \times \int_{-3T/4}^{T/4} \left[ u_6(-3T/4) + 0,5 k_2 k_6 I_{m1} (t + 3T/4) \sin \varphi_1 + \right. \\ \left. + k_6 \int_{-3T/4}^{N/4} u_{3r}(t) dt \right] dt, \quad (2)$$

где  $u_6(-3T/4)$  — начальное условие интегратора 6.

В силу ортогональности гармонических функций в выражении (2)

$$\int_{-3T/4}^{T/4} u_{3r}(t) dt = 0. \quad (3)$$

С учетом (3) уравнение (2) принимает вид

$$N_4 = k_{11} m u_6(-3T/4) + 0,25 k_2 k_6 k_{11} I_{m1} m T \sin \varphi_1. \quad (4)$$

Аналогично во втором счетчике 5 в момент времени  $t = 3T/4$  записывается число

$$N_5 = k_{11} m u_6(-T/4) + 0,25 k_2 k_6 k_{11} I_{m1} m T \sin \varphi_1. \quad (5)$$

Числа  $N_4$  и  $N_5$  в счетчиках 4 и 5 представляются в двоично-дополнительном коде. При отстающем токе ( $\varphi_1 < 0$ ) в счетчиках записываются отрицательные числа. Для линеаризации статической характеристики компенсатора в схеме могут использоваться постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) 9 и 10, выполняющие функциональное преобразование кодов на выходах счетчиков 4 и 5 в соответствии с выражениями

$$N_9 = F_9(N_4); \quad (6)$$

$$N_{10} = F_{10}(N_5). \quad (7)$$

В моменты времени  $t = T/4$  и  $t = 3T/4$  выходными импульсами  $U_{15.1}$  и  $U_{15.3}$  логического блока 15 осуществляется запись содержимого первого 9 и второго 10 ПЗУ соответственно во второй 19 и третий 20 двоичные счетчики, счетные входы которых подключены через элементы «И» 15 и 16 к выходу умножителя частоты 12. На суммирующий вход счетчика 19 в течение интервала времени  $T/4 < t \leq T/2$  поступают импульсы  $u_{12}$  с выхода умножителя частоты. В результате в интервале времени  $T/4 < t \leq T/2$  происходит увеличение числа, записанного в момент  $t = T/4$  в счетчике 19 в соответствии с выражением

$$N_{19} = N_9 + f_{12}(t - T/4). \quad (8)$$

При достижении числом, записанным в счетчике 19, нуля в момент времени  $t = t_1$  происходит



изменение значения старшего разряда счетчика 19 и формирование импульса управления, который через усилитель-формирователь 22 поступает на управляющий электрод тиристора 26.

Аналогичным образом в интервале времени  $3T/4 < t \leq T$  происходит формирование импульса управления тиристором 24.

Определим статическую характеристику регулирующего устройства в виде зависимости угла включения тиристора от выходного напряжения интегратора 6 в установившемся режиме, т.е. при  $\varphi_1 = 0$ . Подставив в уравнение (8) выражения (1), (4), (6) и положив  $\varphi_1 = 0$ ;  $t = t_1$ ,  $N_{19} = 0$ , получим

$$F_9[k_{11}u_6(-3T/4)]m + m(t_1 - T/4)/T = 0. \quad (9)$$

Решив уравнение (9) относительно угла включения тиристора  $\alpha_1 = 2\pi t_1/T$ , будем иметь

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 2\pi \{0,25 - F_9[k_{11}u_6(-3T/4)]\} = \\ &= 2\pi [0,25 - F_9(u_y)], \end{aligned} \quad (10)$$

где  $u_y = k_{11}u_6(-3T/4)$ .

Из уравнения (10) следует, что угол включения тиристора изменяется от  $\alpha = \pi/2$  при  $F_9[u_y(-3T/4)] = 0$  до  $\alpha = \pi$  при  $F_9[u_y(-3T/4)] = -0,25$ . При  $u_6(-3T/4) > 0$  число  $N_{19}$ , записываемое в счетчике 19, всегда положительно, поэтому формирование импульсов управления тиристором происходит при  $\alpha = \pi/2$ .

Аналогичным образом определяется зависимость угла включения тиристора 24 в момент  $t_3$  от напряжения  $u_6(T/4)$ :

$$\alpha_3 = 2\pi \{0,75 - F_{10}[k_{11}u_6(T/4)]\} = 2\pi [0,75 - F_{10}(u_y)].$$

Основная гармоника реактивного тока сети есть алгебраическая сумма тока конденсаторной батареи 27 и первой гармоники тока реактора 25 и ее амплитудное значение определяется в функции угла включения тиристора по формуле

$$I_{M1}(\alpha) = U_M \omega C - \frac{2U_M}{\pi \omega L} [\pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha], \quad (11)$$

где  $C$  — емкость конденсаторной батареи;  $L$  — индуктивность реактора;  $\alpha$  — угол включения тиристора, отсчитываемый от начала соответствующего полупериода.

Полагая  $\omega C = 1/\omega L$  и подставив в (11) уравнение (10), получим

$$I_M(\alpha) = -\frac{U_M}{\omega L} \left\{ 4F(u_y) + \frac{1}{\alpha} \sin [4\pi F(u_y)] \right\}.$$

На рис. 3 показана зависимость реактивного тока компенсатора от напряжения управления  $u_y$  без линеаризации статической характеристики  $[F(u_y) = u_y]$ . На рис. 4 приведен график функции

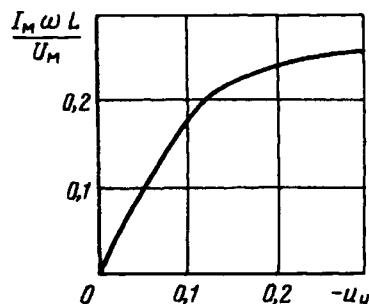


Рис. 3. Статическая характеристика тиристорно-реакторного компенсатора

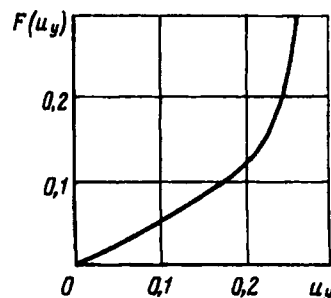


Рис. 4. Характеристика ПЗУ, обеспечивающая линеаризацию статической характеристики компенсатора

$F(u_y)$ , линеаризующей статическую характеристику компенсатора и полученной численным решением уравнения

$$4F(u_y) + \frac{1}{\pi} \sin [4\pi F(u_y)] = 4u_y, \quad -0,25 \leq u_y \leq 0.$$

Таким образом, регулирование компенсирующего устройства осуществляется в зависимости от значения квадратурной составляющей основной гармоники тока сети  $I_{M1} \sin \varphi_1$ . При этом за счет интегрирования сигнала, пропорционального произведению тока сети на опорный квазигармонический сигнал  $\cos \omega t$ , за период  $T$  сети, управляющие сигналы  $N_4$  и  $N_5$ , формируемые на выходах первого 4 и второго 5 реверсивных счетчиков, не зависят от искажений формы измеряемого тока, как это следует из уравнений (2)–(5).

Так как измерения сигналов управления производятся в течение одного периода сети и заканчиваются в моменты времени  $t = T/4$  и  $t = 3T/4$ , а формирование импульсов управления тиристорами производится в интервалах соответственно  $T/4 < t \leq T/2$  и  $3T/4 < t \leq T$ , то, следовательно, регулятор имеет предельно высокое быстродействие: суммарное время измерения и формирования импульса управления не превышает одного периода  $T$  сети.

Система автоматического регулирования реактивного тока с тиристорно-реакторным ком-

пенсатором — нелинейная и дискретная. Для ее исследования могут быть использованы приближенные аналитические методы или имитационное моделирование с помощью ЭВМ. На рис. 5 показана упрощенная дискретная модель системы для аналитических исследований. На структурной схеме обозначено:  $I_{M.H.}$ ,  $I_{M.C.}$  — амплитудные значения квадратурных составляющих основных гармоник токов нагрузки и сети;  $k_d$  — коэффициент передачи измерительного преобразователя квадратурной составляющей тока;  $k_p$  — коэффициент передачи И-регулятора;  $H_3(s)$  — передаточная функция экстраполятора нулевого порядка;  $k_k$  — коэффициент передачи компенсатора. Период квантования импульсного элемента равен  $T$ .

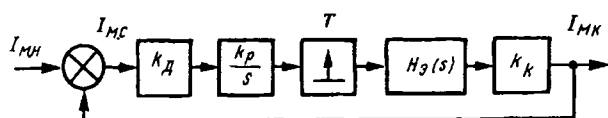


Рис. 5. Дискретная модель системы регулирования квадратурной составляющей основной гармоники тока сети

Анализ линеаризованной дискретной системы показывает, что она устойчива при

$$k_p < 2/k_d k_k T. \quad (12)$$

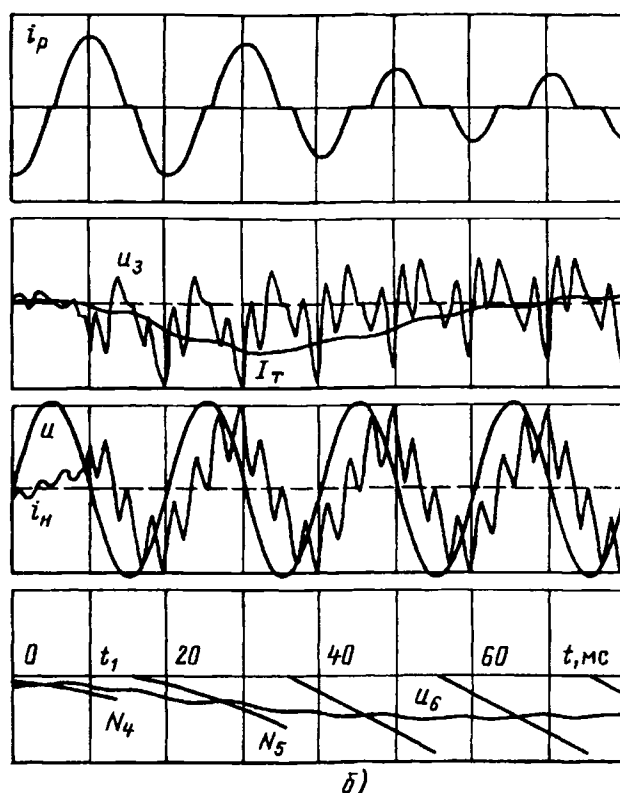
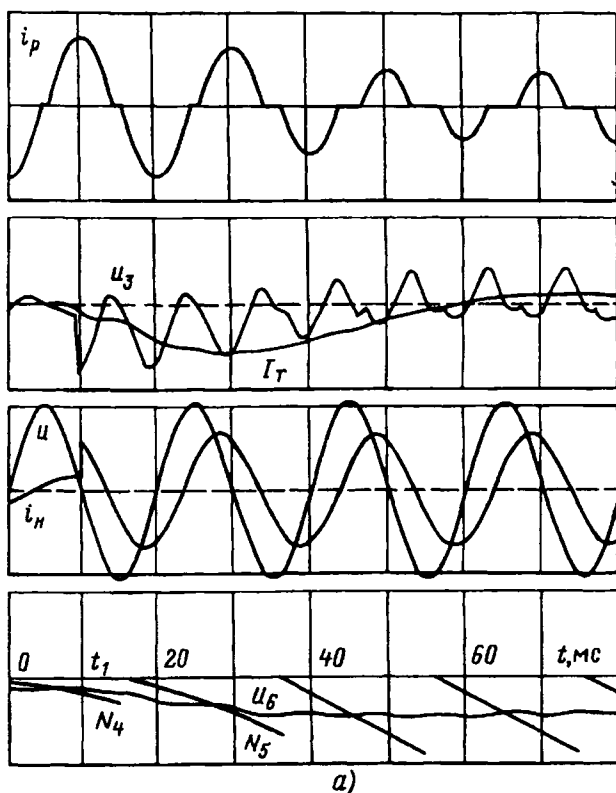


Рис. 6. Диаграммы процессов в электрической системе: а — с тиристорно-реакторным компенсатором при синусоидальном токе нагрузки, полученные путем моделирования; б — при искажении тока нагрузки седьмой гармоникой с амплитудой, равной 50% амплитуды основной гармоники:  $i_p$  — ток реактора;  $u_3$  — выходной сигнал блока перемножения;  $I_T$  — скользящее среднее за период  $T$  значение квадратурной составляющей основной гармоники тока сети;  $u$  — напряжение сети;  $i_H$  — ток нагрузки;  $u_6$  — выходной сигнал интегратора;  $N_4$ ,  $N_5$  — выходные сигналы счетчиков 4 и 5

В выражении (12)  $k_p = k_6$ ;  $k_d = k_2/2$ ;  $k_k = 4U_M/\omega L U_{UM}$ ;  $U_{UM}$  — максимальное напряжение на выходе интегратора.

Если выбрать коэффициент передачи регулятора из условия

$$k_p = 1/k_d k_k T, \quad (13)$$

то переходный процесс в системе при скачкообразном изменении реактивного тока нагрузки заканчивается в зависимости от фазы этого изменения за время

$$T \leq t_p \leq 2T, \quad (14)$$

т.е. время регулирования не превышает двух периодов сети.

Имитационное моделирование системы выполнено по полным дифференциальным уравнениям для мгновенных значений токов. Расчет процессов производился непосредственно по структурной схеме (рис. 1) на основе аналитического решения дифференциальных уравнений типовых блоков на каждом шаге при экстраполяции выходной координаты сплайном первого порядка [8]. На рис. 6, а приведены диаграммы процессов в системе с параметрами:  $C = 2900$  мкФ;  $k_d = 0,05$  В/А;  $k_p = 10$  с<sup>-1</sup>;  $U_{UM} = 10$  В, при увеличении амплитуды синусоидального тока нагрузки в момент  $t = t_1$  с 50 до 200 А. На

рис. 6,б показаны аналогичные диаграммы при искажении тока нагрузки седьмой гармоникой с амплитудой, равной 50% амплитуды основной гармоники. Результаты моделирования подтвердили полученные теоретические выводы.

Формулы (12)–(14) получены без учета параметров питающей сети и характеризуют собственные динамические характеристики компенсатора. Влияние отрицательной обратной связи по току, обусловленной конечным сопротивлением питающей сети, в системе проявляется в снижении быстродействия регулирования. Обеспечение времени регулирования в соответствии с выражением (14) может быть достигнуто выбором коэффициента передачи регулятора из условия

$$k_p = (1 + g_n x_c) / k_d k_k T,$$

где  $g_n$  — динамическая проводимость нагрузки;  $x_c$  — индуктивное сопротивление питающей сети.

Таким образом, характеристики разработанного устройства, полученные теоретически и подтвержденные имитационным моделированием, позволяют сделать выводы о достоинствах алгоритма управления и его технической реализации и перспективности их использования в электрических системах с нелинейными и резкопеременными нагрузками. Рассмотренная структура системы управления и полученные расчетные соотношения использованы при проектировании компенсирующих устройств для систем электроснабжения промышленных предприятий с тиристорными приводами технологических агрегатов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности / Под ред. Р.М. Матура. Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Солодухо Я.Ю. Состояние и перспективы внедрения в электропривод статических компенсаторов реактивной мощности (обобщение отечественного и зарубежного опыта). — М.: Информэлектро, 1981.
3. Пономарев В.А., Шитов А.Л., Черевань С.Н. Результаты внедрения тиристорного компенсатора реактивной мощности в системах электроснабжения металлургических предприятий. — Промышленная энергетика, 1987, № 4.
4. Малафеев С.И. Аналого-цифровые устройства управления тиристорами. — Электротехника, 1995, № 1.
5. Малафеев С.И. Измерение синфазной и квадратурной составляющих основной гармоники несинусоидального тока. — Электричество, 1995, № 4.
6. Патент РФ № 1584032. Регулятор статического компенсирующего устройства / С.И. Малафеев, В.С. Мамай. — Оpubл. в БИ, 1990, № 29.
7. А.с. 1704145 (СССР). Автоматический регулятор компенсирующего устройства / С.И. Малафеев, В.С. Мамай, А.Г. Павлович, Н.А. Серебренников. — Оpubл. в БИ, 1992, № 1.
8. Смит Дж. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей. — М.: Машиностроение, 1980.

[05.11.96]

*Автор: Малафеев Сергей Иванович окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1975 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование компенсирующих устройств на основе конденсаторных батарей и повышение их эффективности в условиях промышленных предприятий с нелинейными электроприемниками». Доцент кафедры управления и информатики в технических и экономических системах Владимирского государственного технического университета.*

#### Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

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

Справки по телефону 928-8869

# К теории факельной короны постоянного тока

СЕМЕНОВ В.К.

*Предлагается гипотетическая модель факельной короны, согласно которой распространение разряда в виде лавин и стримеров, нейтрализующих объемный положительный заряд, может рассматриваться как фронтальная волна ионизации. Для осредненных поперек факела величин методом Галеркина рассчитаны распределения напряженности поля и объемного заряда в зоне ионизации, определена скорость распространения волны и сформулировано условие самоподдержания разряда.*

**Ключевые слова:** факельная корона, фронтальная волна ионизации, метод Галеркина, расчет

Факельная корона представляет собой высокочастотный емкостный разряд, который может быть как при питании от высокочастотного источника, так и на постоянном напряжении [1—3]. В последнем случае имеет место самоорганизация разряда с анода за счет перевода разрядного устройства вместе с источником питания в автоколебательный режим, когда получение энергии от источника питания определяется самим разрядным устройством.

Наблюдаемая картина столь сложна, что построение математической модели, адекватно отражающей все особенности данного процесса, вряд ли вообще возможно. Приходится рассчитывать лишь на различного рода приближенные модели, учитывающие только отдельные стороны рассматриваемого процесса. В частности, можно сформулировать модель, базирующуюся на двух факторах: визуальной однородности разряда в пределах струи факела и наличии периодических импульсов тока, которым отвечает распространение разряда с почти постоянной скоростью. Вначале сделаем элементарные оценки, касающиеся рождения и гибели заряженных частиц. Так как разряд происходит в электроотрицательном газе, то следует сравнить характерное время прилипания электронов к нейтральным молекулам со временем электрон-ионной рекомбинации. Согласно [4] частота прилипания электронов к нейтральным молекулам в воздухе при атмосферном давлении оказывается порядка  $10^8$  1/с, тогда как скорость электрон-ионной рекомбинации при концентрации электронов порядка  $10^{12}$ — $10^{13}$  1/см<sup>3</sup> составляет  $10^5$ — $10^6$  1/с. Поскольку скорость прилипания электронов значительно превосходит скорость электрон-ионной рекомбинации, то исчезновение электронов обусловлено их прилипанием с последующей ион-ионной рекомбинацией. В области сильного электрического поля основным процессом рождения

*A hypothetical model of a torch corona is proposed, according to which a torch corona is treated as homogeneous in a transversal direction and spreading of a discharge in the form of avalanches and streamers, neutralizing a positive space charge, can be regarded as a frontal wave of ionization. Distributions of intensity of a field and a space charge in the ionization zone are calculated by means of Galerkin method for average transversal values. The wave propagation speed is determined and the condition of discharge self-maintenance is formulated.*

**Key words:** torch corona, frontal wave of ionization, Galerkin method, calculation

заряженных частиц является ударная ионизация, тогда как появление «затравочных» электронов обусловлено другими процессами. Будем исходить из того, что их совместное действие обеспечивает такую концентрацию начальных электронов, при которой перекрытие лавин обеспечено. Как следует из элементарных оценок [6], она удовлетворяет условию  $n_0 \geq 10^6$ — $10^8$  1/см<sup>3</sup>.

Так как нас интересует физическая сторона, то все осложняющие обстоятельства, несущественные для специфики данной задачи, не будут учитываться. Во-первых, все неэкспоненциально изменяющиеся величины: подвижность заряженных частиц  $\mu$  и коэффициент ион-ионной рекомбинации  $\beta$  будем считать постоянным. Во-вторых, поскольку основным механизмом рождения электронов является ударная ионизация, кинетику отлипания электронов от отрицательных ионов учитывать не будем, считая, что в сильном электрическом поле на фронте ионизации начальная концентрация электронов обеспечивает условие перекрытия лавин. В-третьих, полагаем, что функция распределения электронов по энергии определяется локальным параметром  $E/N$  ( $N$  — концентрация газа). В этом случае уравнение переноса энергии может быть отделено от остальных уравнений. Кроме того, в выражении для электронного тока ток диффузии будем считать малым по сравнению с током миграции. С учетом сказанного, запишем уравнения разряда для цилиндрической части факела (ось  $x$  направлена от катода к аноду):

$$\frac{\partial n_e}{\partial t} - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (m_e \mu_e E_r) + \frac{\partial}{\partial x} (n_e \mu_e E_x) = \alpha n_e \mu_e E - \frac{n_e}{\tau}; \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial n_+}{\partial t} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (m_+ \mu_+ E_r) - \frac{\partial}{\partial x} (n_+ \mu_+ E_x) = \\ = \alpha n_e \mu_e E - \beta n_+ n_-; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\frac{\partial n_-}{\partial t} - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (m_- \mu_- E_r) + \frac{\partial}{\partial x} (n_- \mu_- E_x) =$$

$$= \frac{n_e}{\tau} - \beta n_+ n_-; \quad (3)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_r) - \frac{\partial E_x}{\partial x} = \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon}, \quad (4)$$

где  $\alpha(E/N)$  — коэффициент ударной ионизации электронами;  $\mu_e, \mu_+, \mu_-$  — подвижности электронов и ионов соответственно;  $\tau$  — время прилипания электронов;  $\rho$  — плотность избыточного объемного заряда.

Учитывая видимую однородность свечения разряда, проинтегрируем записанные уравнения поперек факела. В силу того что на оси факела и на его боковой поверхности  $E_r = 0$ , радиальные слагаемые при интегрировании исчезают:

$$\int_0^R \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (m_e \mu_e E_r) 2\pi r dr = 0; \\ \int_0^R \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_r) 2\pi r dr = 0. \quad (5)$$

После такого интегрирования сглажен дискретный характер в распределении лавин и стримеров внутри факела, и он считается однородным в поперечном направлении. Второе условие относительно постоянства скорости распространения разряда будет выполнено, если предположить, что стримеры и лавины движутся согласованно, т.е. распространение разряда происходит в виде фронтальной волны ионизации. Волновая модель, широко известная в теории стримеров, использовалась ранее для оценки плотности заряда электронов в канале стримера при наличии в факеле нескольких каналов [5], однако систематического развития эта точка зрения не получила.

В соответствии с предложенной волновой моделью факельной короны исходная система уравнений для осредненных поперек факела значений должна иметь стационарное волновое решение, в котором переменные  $y$  и  $t$  связаны соотношением  $y = x - Ut$  ( $U$  — скорость электронной волны ионизации, движущейся на анод для нейтрализации положительного заряда). Имея в виду, что  $\partial/\partial t = -U\partial/\partial y$  и  $\partial/\partial x = \partial/\partial y$  с учетом принятых допущений, получим:

$$-U \frac{\partial \rho_e}{\partial y} + \frac{\partial}{\partial y} (\rho_e \mu_e E) = \alpha \rho_e \mu_e E - \frac{\rho_e}{\tau}; \quad (6)$$

$$-U \frac{\partial \rho_+}{\partial y} - \frac{\partial}{\partial y} (\rho_+ \mu_+ E) = \alpha \rho_e \mu_e E - \beta \rho_+ \rho_-; \quad (7)$$

$$-U \frac{\partial \rho_-}{\partial y} + \frac{\partial}{\partial y} (\rho_- \mu_- E) = \frac{\rho_e}{\tau} - \beta \rho_+ \rho_-; \quad (8)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y} = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}. \quad (9)$$

Здесь  $\rho = \rho_+ - \rho_e - \rho_-$  — плотность избыточного объемного заряда.

Для волны ионизации должны быть заданы два краевых условия: начальная концентрация электронов и напряженность электрического поля на фронте волны. Начальную концентрацию элек-

тронов положим равной  $10^9$  1/см<sup>3</sup>, что удовлетворяет названному условию перекрытия лавин. Напряженность поля на фронте волны определяется избыточным положительным зарядом. Таким образом, должен быть задан профиль напряженности поля, изменяющегося от значения напряженности поля, взятого вдали от заряда и равного «внешнему» (созданному электродами), до значения напряженности поля в проионизированной зоне. Сложность задания данного краевого условия заключается в том, что не при всяком профиле и максимальном значении напряженности поля возможно распространение разряда. Задачу можно упростить, задав профиль напряженности перед фронтом ионизации в форме прямоугольной ступеньки, как это обычно и делается в задачах такого рода [4, 8]. Чтобы подобная замена не привела к ошибке при нахождении разности потенциалов между электродами, введем поправку, полагая, что распределение напряженности поля в зоне ионизации и проионизированной зоне находится из решения задачи с принятым краевым условием, а перед фронтом ионизации напряженность поля резко падает до значения «внешнего» поля.

Вычитая из уравнения (7) уравнения (6) и (8) и учитывая, что электронный ток значительно больше ионного, получим уравнение полного тока

$$U \varepsilon_0 \frac{\partial^2 E}{\partial y^2} - \frac{\partial}{\partial y} (\rho_e \mu_e E) = 0. \quad (10)$$

Это уравнение имеет интеграл

$$j_0 = \rho_e \mu_e E - U \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial y}. \quad (11)$$

Здесь  $j_0$  — начальная плотность тока на фронте ионизации.

Уравнение (6) также имеет интеграл, который с учетом (11) приводится к виду

$$\frac{j_0}{\mu_e \varepsilon_e} \left( \frac{1}{E_1} - \frac{1}{E} \right) + \frac{\partial E}{\partial y} \left( 1 - \frac{U}{\mu_e E} \right) = \frac{\alpha(E)}{3} (E - E_k) - \frac{1}{\mu_e \tau} \ln \frac{E}{E_1}, \quad (12)$$

где  $E_1$  — напряженность поля в проионизированной зоне, т.е. при  $y = -\infty$ .

Действительно, интеграл от правой части уравнения (6) с учетом (11) имеет вид

$$\int_{-\infty}^y \alpha \left( j_0 + \varepsilon_0 U \frac{\partial E}{\partial y} \right) dy - \int_{-\infty}^y \left( \frac{j_0}{\mu_e \tau E} + \frac{\varepsilon_0 U}{\tau \mu_e E} \frac{\partial E}{\partial y} \right) dy = \\ = \varepsilon_0 U \int_{E_1}^E \left( \alpha - \frac{1}{\mu_e \tau E} \right) dE + j_0 \int_{-\infty}^y \left( \alpha - \frac{1}{\mu_e \tau E} \right) dy. \quad (13)$$

Сравним второй интеграл с первым. Так как  $I_2 \leq j_0 \alpha(E_2) l_c$ , а  $I_1 \leq \varepsilon_0 U \alpha(E_2)$ , то

$$\frac{I_2}{I_1} \sim \frac{j_0 \alpha(E_2) l_c}{\varepsilon_0 U \alpha(E_2) E_2}. \quad (14)$$

Здесь  $l_c$  — толщина фронта ионизации;  $E_2$  — напряженность поля на фронте ионизации.

Подставляя сюда  $j_0 = \rho_0 u$  и  $\varepsilon_0 E_2 / l_c \approx \rho_m$ , имеем

$$\frac{I_2}{I_1} \sim \frac{\rho_0}{\rho_m} \ll 1,$$

где  $\rho_m$  — максимальная плотность заряда электронов в ионизационном слое.

Зависимость коэффициента ударной ионизации от напряженности поля может быть аппроксимирована формулой [7]

$$\alpha/p = 1,17 \cdot 10^{-4} (E/p - 32,2)^2 \frac{1}{\text{см} \cdot \text{тор}},$$

которая справедлива при  $E/p = 44 \div 176 \text{ В}/(\text{см} \cdot \text{тор})$ . При атмосферном давлении формулу можно переписать в виде

$$\alpha = \alpha_0 (E - E_k)^2 \text{ 1/см},$$

где  $\alpha_0 = 1,54 \cdot 10^{-7} \text{ см/В}^2$ .

С учетом этого первый интеграл будет представлен в виде

$$I_1 = \varepsilon_0 U \left[ \int_{E_1}^{E_k} \alpha_0 (E - E_k)^2 dE + \int_{E_k}^E \alpha_0 (E - E_k)^2 dE - \frac{1}{\mu_e \tau} \ln \frac{E}{E_1} \right].$$

Так как при  $E < E_k$  ударная ионизация отсутствует, то окончательно получим для правой части

$$I_1 = \varepsilon_0 U \left[ \frac{\alpha(E)}{3} (E - E_k) - \frac{1}{\mu_e \tau} \ln \frac{E}{E_1} \right], \quad (15)$$

откуда и следует формула (12).

Полагая в формуле (12)  $E = E_2$ , получим условие самостоятельности разряда

$$\frac{j_0}{\varepsilon_0 \mu_e} \left( \frac{1}{E_1} - \frac{1}{E_2} \right) = \frac{\alpha(E_2)}{3} (E_2 - E_k) - \frac{1}{\mu_e \tau} \ln \frac{E_2}{E_1}. \quad (16)$$

Данное условие связывает между собой напряженность поля в проионизованной области  $E_1$  с напряженностью поля  $E_2$  и плотность тока  $j_0$  на фронте ионизации и имеет такой же смысл как известные из литературы условия самостоятельности разряда типа критерия Мика и Ретера [4, 7].

Для определения скорости распространения волны исследуем характер решения уравнения (12) вблизи  $E = E_2$ . Так как при  $E = E_1$  и  $E = E_2$   $\partial E / \partial y = 0$ , то величину  $dE / dy$  можно представить в виде

$$\frac{\partial E}{\partial y} = C (E - E_1) (E_2 - E). \quad (17)$$

При  $E \rightarrow E_2$  с учетом (16) имеем

$$CE_2 \Delta E \left( 1 - \frac{U}{\mu_e E_2} \right) = 0,$$

откуда

$$U = \mu_e E_2. \quad (18)$$

Таким образом, скорость волны ионизации

оказывается равной дрейфовой скорости электронов в зоне ионизации. Это условие обычно используется в качественных теориях распространения стримеров [4].

Обратимся теперь к распределению напряженности поля и плотности объемного заряда в зоне ионизации. Распределение напряженности поля определяется нелинейным дифференциальным уравнением (17), решение которого найдем прямым методом Галеркина [9]. Суть метода заключается в том, что приближенное решение краевой задачи ищется в виде отрезка ряда, представляющего собой линейную суперпозицию некоторых базисных функций, каждая из которых удовлетворяет граничным условиям. Коэффициенты разложения находятся из интегральных соотношений, выражающих ортогональность невязки к каждой базисной функции. При удачном выборе базисных функций достаточно точный результат получается уже при отрезке ряда, содержащем несколько функций. Решение уравнения (17) будем искать в виде одной базисной функции (12). Подставляя (17) в (12), умножая на базисную функцию и интегрируя по  $E$ , после необходимых вычислений получим

$$C = 0,9 \left( \frac{\alpha_0 E_2}{3} - \frac{1}{E_2^2 \mu_e \tau} \right) - 4,7 \frac{j_0}{\mu_e \varepsilon_0 E_2^2}. \quad (19)$$

Интегрируя уравнение (17), найдем закон распределения напряженности поля

$$\frac{E - E_1}{E_2 - E} = K \exp(y/l). \quad (20)$$

Здесь  $l = 1/(E_2 - E_1)C$  — параметр, характеризующий толщину ионизационного фронта; константа интегрирования  $K$  определяется условием: при  $y=0$ ,  $E = E_k$ .

Таким образом

$$\frac{E - E_1}{E_2 - E} = \frac{E_k - E_1}{E_2 - E_k} \exp(y/l). \quad (21)$$

Из полученной формулы видно, что напряженность поля стремится к своим асимптотам по экспоненциальному закону:

$$E = E_2 \left[ 1 - \frac{E_2 - E_k}{E_k - E_1} \exp(-y/l) \right] \text{ при } y \rightarrow \infty; \quad (22)$$

$$E = E_1 \left[ 1 + \frac{E_2}{E_1} \frac{E_k - E_1}{E_2 - E_k} \exp(y/l) \right] \text{ при } y \rightarrow -\infty; \quad (23)$$

Зная константу  $C$ , легко найти распределение плотности объемного заряда электронов, не успевших уйти из ионизационного слоя. Действительно, из закона полного тока (11) следует:

$$\rho_e = \frac{j_0}{\mu_e E} + \frac{\varepsilon_0 U}{\mu_e E} \frac{\partial E}{\partial y}.$$

Подставляя сюда (17), получим

$$\rho_e = \frac{j_0}{\mu_e E} + \frac{\varepsilon_0 UC}{\mu_e E} (E_2 - E) (E - E_1).$$

Внутри зоны ионизации первым слагаемым можно пренебречь. Максимум распределения имеет место при

$$E = \sqrt{E_1 E_2},$$

а плотность объемного заряда в максимуме

$$\rho_{em} = \frac{\varepsilon_0 u C E_2}{\mu_e} (1 - \sqrt{E_1^*})^2. \quad (24)$$

Таким образом, распределение плотности объемного заряда электронов определяется формулой

$$\rho_e^* = \frac{(E^* - E_1^*)(1 - E^*)}{E^*(1 - \sqrt{E_1^*})^2}. \quad (25)$$

Здесь  $E^* = E/E_2$ ;  $E_1^* = E_1/E_2$ ;  $\rho_e^* = \rho_e/\rho_{em}$  — безразмерные величины.

Далее из уравнения Пуассона (9) определяем объемную плотность избыточного положительного заряда

$$\rho^* = \frac{\rho}{\rho_m} = \frac{4(1 - E^*)(E^* - E_1^*)}{(1 - E_1^*)^2}. \quad (26)$$

Максимум распределения лежит в точке  $E^* = 0,5(1 + E_1^*)$ , а плотность заряда в максимуме

$$\rho_m = \frac{1}{4} \varepsilon_0 C E_2^2 (1 - E_1^*)^2. \quad (27)$$

Отличие избыточного заряда от нуля связано с дрейфом электронов из зоны ионизации за время прохождения волной толщины ионизационного слоя.

Наконец, по закону сохранения заряда можно оценить полный положительный заряд ионизационного слоя

$$q_+ = q + |q_e| + |q_-| \geq q + |q_e|.$$

Интегрируя выражения (9) и (11) по  $y$ , получим

$$q_+ \geq \varepsilon_0 S E_2 \left( 1 - \frac{E_1}{E_2} \right) + \frac{\varepsilon_0 u S}{\mu_e} \ln \frac{E_2}{E_1}, \quad (28)$$

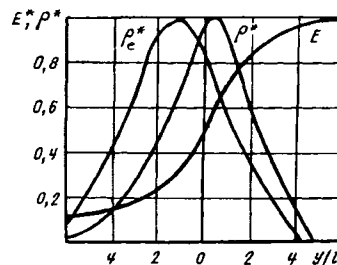
где  $S$  — площадь поперечного сечения факела.

Из полученного результата видно, что интегральный избыточный заряд ионизационного слоя составляет лишь долю от полного положительного заряда:

$$\frac{q}{q_+} = \frac{1 - \frac{E_1}{E_2}}{1 - \frac{E_1}{E_2} + \ln \frac{E_2}{E_1}}. \quad (29)$$

Как уже подчеркивалось, это связано с тем обстоятельством, что из зоны ионизации успевают уйти только быстрые электроны. Остальные, оставаясь в зоне ионизации, частично экранируют положительный заряд слоя. Поэтому в создании электрического поля на фронте ионизации участвует не весь положительный заряд слоя, а только его часть.

В заключение приведем результаты численных расчетов, которые сопоставим с экспериментальными данными. Из расчетов следует, что ско-



рость распространения разряда  $U = 1,44 \cdot 10^7$  см/с, а переносимый заряд при радиусе факела 1 см равен  $1,2 \cdot 10^{-8}$  Кл. Согласно результатам эксперимента [5]  $U = 1,5 \cdot 10^7$  см/с, а переносимый импульсом тока заряда порядка  $10^{-8}$  Кл.

На рисунке приведены соответственно графики распределения напряженности поля  $E^*$ , плотности объемного заряда электронов  $\rho_e^*$  и плотности избыточного заряда  $\rho^*$  при  $C = 2,1 \cdot 10^{-5}$  1/В и характерной толщины ионизационного слоя  $l = 0,01$  см. Из графиков видно, что максимумы в распределении зарядов не совпадают: максимум в распределении электронов сдвинут против поля, а максимум избыточного положительного заряда — по полю. Отношение максимальных значений определяется формулой

$$\frac{\rho_m}{\rho_{em}} = \frac{1 - \frac{E_1}{E_2}}{4(\sqrt{E_1 E_2} - 1) \left( \sqrt{E_1 E_2} - \frac{E_1}{E_2} \right)}. \quad (30)$$

Для использованных данных  $\rho_m/\rho_{em} = 0,42$ , а отношение  $q/q_+ = 0,27$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Капцов Н.А. Электроника. — М.: ГИТТЛ, 1953.
2. Богданова Н.Б., Попков В.И. О параметрах факельного разряда в воздухе при атмосферном давлении. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1968, № 1.
3. Семенов В.К. Озонаторы-реакторы факельной короны. — Проблемы энергосбережения. — Киев: Ин-т проблем энергосбережения НАН Украины, 1994.
4. К теории стримерного пробоя / А.И. Захаров, И.Г. Персианцев, В.Д. Письменный и др. — ПМТФ, 1973, № 1.
5. Богданова Н.Б., Певчев Б.Г. Электрофизические свойства факельного разряда при постоянном напряжении. — ЖТФ, 1975, т. XLV, № 1.
6. Велихов Е.П., Ковалев А.С., Рахимов А.Т. Физические явления в газоразрядной плазме. — М.: Наука, 1987.
7. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. — М.: Наука, 1987.
8. Семенов В.К. Качественная теория факельной короны. Тезисы докладов международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития электротехнологии». — Иваново, 1992.
9. Канторович Л.В., Крылов В.И. Приближенные методы высшего анализа. — М.: Физматгиз, 1962.

[26.01.96]

Автор: Семенов Владимир Константинович окончил электроэнергетический факультет Ивановского энергетического института в 1965 г. В 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Некоторые вопросы теории зарядки и движения аэрозольных частиц в поле униполярной короны» в Московском энергетическом институте. Доцент кафедры физики Ивановского энергетического университета.

# Развитие методов электромагнитного расчета турбогенераторов и гидрогенераторов

ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А.В., КУЗНЕЦОВ В.А., АВАНЕСОВ М.А.,  
ГОНЧАРОВ В.И., СЕРИХИН Н.А., ФИСЕНКО В.Г., ШИРИНСКИЙ С.В.

*Описывается применение универсального метода расчета электромагнитных процессов в электрических машинах к расчету установившихся режимов крупных синхронных машин. Приводится краткая характеристика программного комплекса для расчета установившихся режимов явнополюсных синхронных машин. Приведено сравнение расчетных и экспериментальных данных для гидрогенератора мощностью 711 МВ·А.*

**Ключевые слова:** метод зубцовых контуров, турбогенераторы, гидрогенераторы, электромагнитные расчеты

Наиболее полно электромагнитные процессы в электрической машине описываются системой уравнений Максвелла для электромагнитного поля. Однако эта система уравнений для электрической машины настолько сложна, что не может быть решена аналитически. Для того чтобы получить возможность аналитически рассчитывать электромагнитные процессы в столь сложном объекте, при создании основ теории электрических машин в 30-е годы был сформулирован ряд допущений, позволивших осуществить переход от описания электромагнитных процессов в машине в виде системы уравнений Максвелла к описанию процессов в ней с помощью уравнений для электрических и магнитных цепей, параметры которых не зависят от взаимного расположения сердечников статора и ротора. На основе этих допущений были разработаны аналитические методики расчета электромагнитных процессов в электрических машинах, которые соответствовали возможностям вычислительных средств того времени. Несмотря на то, что эти методы базируются на достаточно грубых допущениях и не соответствуют возможностям современной вычислительной техники, они до сих пор широко используются в расчетной практике для оценки поведения электрических машин как в стационарных, так и в нестационарных процессах. Приемлемая точность результатов электромагнитных расчетов, выполняемых с помощью этих методик, достигается внедрением поправочных коэффициентов, найденных на основе сопоставления накопленных экспериментальных и расчетных данных.

Все сказанное в полной мере относится к методикам электромагнитного расчета явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин, используемым в настоящее время в большинстве проектно-конструкторских организаций. Более то-

*The paper deals with an application of the universal method of analysis of electromagnetic processes in electrical machines for calculation of steady-state operating conditions of large synchronous machines. Brief description of the program package aimed for calculation of steady-state operating conditions of salient-pole synchronous machines is presented. The calculation and experimental results are compared for hydro-generator of 711 MV·A power rating.*

**Key words:** tooth contour method, turbo-generators, hydro-generators, electromagnetic analysis

го, эти методики даже менее точны, чем методики электромагнитного расчета, например, асинхронных машин или машин постоянного тока. Объясняется это тем, что при разработке методик для расчета синхронных машин были приняты дополнительные допущения по учету насыщения в режиме нагрузки, вследствие чего результаты электромагнитных расчетов синхронных машин общепринятыми аналитическими методами могут существенно отличаться от экспериментальных данных. Например, расчетные токи возбуждения при номинальной нагрузке для ряда крупных гидрогенераторов оказались на 9—13% ниже экспериментальных. В последние годы в связи с резко возросшими вычислительными возможностями неоднократно предпринимались попытки заменить устаревшие методики расчета более точными, основанными на расчетах магнитных полей современными численными методами (чаще других — методом конечных элементов). Однако полный расчет стационарных или нестационарных процессов в электрической машине, основанный на численных расчетах магнитного поля, практически очень трудно реализовать из-за необходимости многократного повторения расчетов поля, каждый из которых требует значительных затрат машинного времени.

Впервые возможность создания уточненных методов электромагнитного расчета синхронных и других электрических машин, основанных на расчете поля и пригодных для практики проектирования, появилась на базе универсального метода, разработанного на кафедре электроме- ханики Московского энергетического института (МЭИ) и названного методом зубцовых контуров (МЗК) [1—3].

Главной особенностью МЗК является то, что расчет полного магнитного поля электрической машины непосредственно численным методом



не делается — он заменяется расчетом магнитной цепи, однако параметры этой цепи (магнитные проводимости) определяются в результате расчета локальных магнитных полей численными методами с любой требуемой точностью. Таким образом, точность расчета полного поля машины, определяющая в конечном счете точность всего электромагнитного расчета, при использовании МЗК находится на уровне точности численных полевых методов, но затраты машинного времени снижаются на несколько порядков. Это обстоятельство позволяет ставить задачу расчета переходных процессов в электрических машинах с очень высокой точностью определения магнитного поля на каждом временном интервале расчетного процесса.

Схема магнитной цепи для активной зоны машины составляется по МЗК особым образом. Она отражает заданные размеры и структуру магнитопроводов статора и ротора, их взаимное расположение и характеристики намагничивания материалов, из которых они изготовлены (см. рис. 1, на котором схема магнитной цепи изображена для явнополюсной машины).

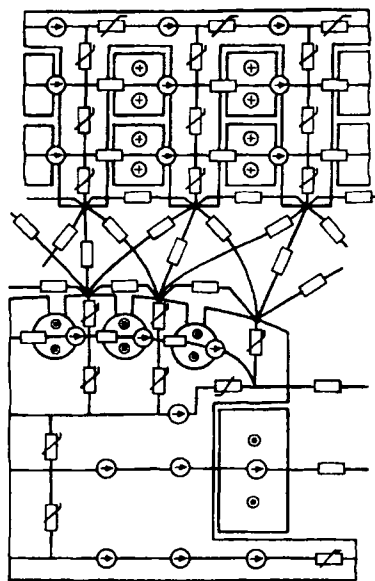


Рис. 1. Схема замещения магнитной цепи явнополюсной синхронной машины

Магнитными проводимостями ветвей этой схемы являются:

линейные проводимости для потоков взаимной индукции в зоне зазора, являющиеся функциями положения ротора по отношению к статору (магнитные проводимости между любыми двумя зубцами сердечников статора и ротора, взаимодействие между которыми с точки зрения МЗК является существенным);

постоянные проводимости для потоков пазового рассеяния в нескольких зонах по высоте

пазов сердечников;

нелинейные проводимости элементов зубцов и ярем сердечников, являющиеся функциями магнитных потоков в этих элементах.

Проводимости для потоков взаимной индукции между любыми двумя взаимодействующими зубцами сердечников статора и ротора (при различных взаимных положениях сердечников) определяются в МЗК путем численных расчетов поля в немагнитном зазоре между зубчатыми сердечниками, которое создается током так называемого зубцового контура, охватывающего один зубец сердечника. Это поле рассчитывается при бесконечно большой магнитной проницаемости сердечников (рис. 2). В результате расчета определяется магнитная проводимость для потока взаимной индукции между возбужденным контуром сердечника статора и одним из невозбужденных зубцовых контуров сердечника ротора. Зависимость этой магнитной проводимости от угла между осями контуров вводится в память ЭВМ в виде той или иной аппроксимации.

Универсальная математическая модель электрической машины для расчета стационарных или нестационарных электромагнитных процес-

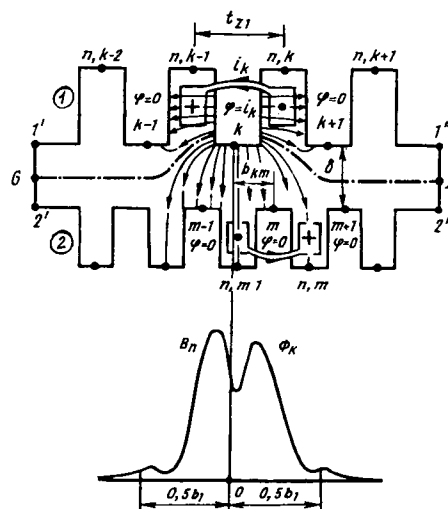


Рис. 2. Поле зубцового контура

сов, составленная по МЗК, представляет собой систему уравнений, включающую уравнения магнитной цепи, уравнения электрической цепи и уравнения связи между этими цепями. При рассмотрении нестационарных электромагнитных процессов, связанных с изменением угловой скорости вращения ротора, эта система уравнений должна быть дополнена уравнением движения ротора.

Процессы в магнитной цепи описываются системой уравнений Кирхгофа, записанных для ее узлов и ветвей. В уравнения входят потоки ветвей, линейные проводимости ветвей для потоков вза-

индукции в зоне зазора, зависящие от положения ротора, нелинейные проводимости ветвей для потоков в элементах магнитопровода и постоянные проводимости ветвей для потоков пазового рассеяния. Кроме того, в уравнения для ветвей магнитной цепи, сцепленных с ветвями электрической цепи, входят МДС, которые зависят от пространственного положения данной ветви магнитной цепи по отношению к ветвям электрической цепи и выражаются с помощью уравнений связи через токи в ветвях электрической цепи.

Схема электрической цепи включает как ветви обмоток машины, магнитно сцепленные с ветвями ее магнитной цепи, так и ветви внешних электрических цепей.

Процессы в электрической цепи описываются системой уравнений Кирхгофа, составленных для ее узлов и ветвей в дифференциальной форме. В уравнения входят токи ветвей, активные сопротивления, индуктивности и емкости ветвей, а также нелинейные параметры управляемых или неуправляемых вентилях. Кроме того, в уравнения для ветвей обмоток, сцепленных с ветвями магнитной цепи, входят ЭДС, равные производным по времени от потокосцеплений ветвей, которые зависят от пространственного расположения данной ветви электрической цепи по отношению к ветвям магнитной цепи и выражаются с помощью уравнений связи через потоки в ветвях магнитной цепи.

При численном расчете нестационарного процесса уравнения магнитной цепи рассматриваются совместно с уравнениями электрической цепи, уравнениями связи между ними и уравнениями движения. На каждом временном интервале определяются приращения токов и потокосцеплений ветвей электрической цепи, токи и потокосцепления ветвей электрической цепи, электромагнитный момент, действующий на ротор, а также изменение углового положения ротора.

Математическая модель электрической машины, составленная согласно МЗК, универсальна в том смысле, что на ее основе можно разработать универсальную программу расчета стационарных или нестационарных электромагнитных процессов в любых электрических машинах, включенных в произвольные внешние электрические цепи, с учетом влияния дискретности структуры обмоток, зубчатости, насыщения и взаимного перемещения сердечников статора и ротора, а также нелинейности параметров внешних электрических цепей.

Для удобства пользователя оказалось целесообразным разработать не одну универсальную программу, а несколько программ, пригодных

для расчета различных типов электрических машин. В первую очередь кафедрой электромеханики МЭИ разрабатываются программные комплексы, предназначенные для электромагнитных расчетов по МЗК стационарных и нестационарных процессов в синхронных явнополюсных и неявнополюсных машинах. В настоящее время закончена разработка пакета программ TCPM-SP, предназначенного для электромагнитных расчетов стационарных процессов в явнополюсных синхронных машинах.

Пакет TCPM-SP снабжен развитым пользовательским интерфейсом. Для применения TCPM-SP необходим ПК, совместимый с IBM PC/AT-386 или 486, для размещения пакета требуется около 3 Мбайт свободного пространства на жестком диске.

С помощью TCPM-SP могут быть рассчитаны любые установившиеся режимы (холостого хода, трехфазного короткого замыкания и нагрузки), а также характеристики холостого хода, регулировочные, угловые и U-образные характеристики. В любом расчетном режиме, кроме обычных данных, характеризующих режим, можно получить распределения индукции по элементам активной зоны (в зазоре, в зубцах статора и демпферной обмотки, в ярме статора). В режиме расчета характеристик можно получить не только обычные, но и дополнительные зависимости, например, зависимости индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной осям с учетом насыщения. Длительность расчета одного режима на ПК с 486 процессорами составляет единицы секунд в зависимости от уровня насыщения, длительность расчета характеристики определяется числом точек и обычно составляет десятки секунд. Результаты расчета представляются в текстово-цифровой, табличной и графической формах. Предусмотрен вывод результатов расчета (в том числе графиков) как на экран дисплея, так и на принтер (матричный или лазерный) в виде расчетно-пояснительной записки, которая содержит все данные электромагнитного расчета, необходимые при техническом проектировании синхронных явнополюсных машин.

Тестирование пакета TCPM-SP для ряда гидрогенераторов и других явнополюсных машин показало хорошее совпадение результатов расчета с экспериментальными данными.

На рис. 3–7 приведены некоторые результаты расчетов с помощью пакета TCPM-SP гидрогенератора Саяно-Шушенской ГЭС СВФ-1285/275-42 (711 МВ·А,  $\cos \varphi = 0,9$ , 142,8 об/мин), изготовленного ПО «Электросила».

На рис. 4 и 6 приведены результаты экспериментальных исследований, проведенных под руководством Г.В. Карпова во ВНИИЭлектромаш.

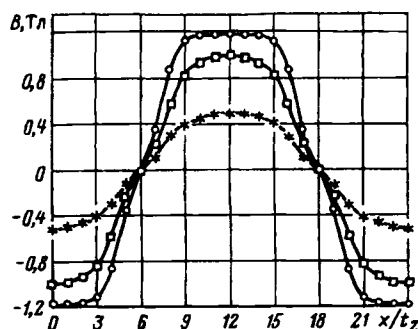


Рис. 3. Распределение индукции в воздушном зазоре при холостом ходе (расчет по МЗК):  $\circ$  —  $U=1,25$ ;  $\square$  —  $U=1$ ;  $*$  —  $U=0,5$

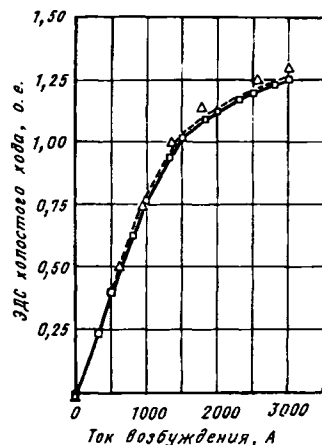


Рис. 4. Характеристики холостого хода:  $\Delta$  — расчет по РТМ;  $\square$  — расчет по МЗК

Кроме того, на рис. 4, 6 и 7 приведены результаты расчетов по «Руководящим техническим материалам для электромагнитных расчетов синхронных явнополюсных машин» (РТМ), в которых рекомендуется для расчета режимов нагрузки использовать диаграмму Потье или Шведскую диаграмму.

Как видно из рис. 3, форма кривых распределения индукции в зазоре при холостом ходе существенно зависит от напряжения и уровня насыщения магнитной цепи, что никак не учитывается при расчете характеристик холостого

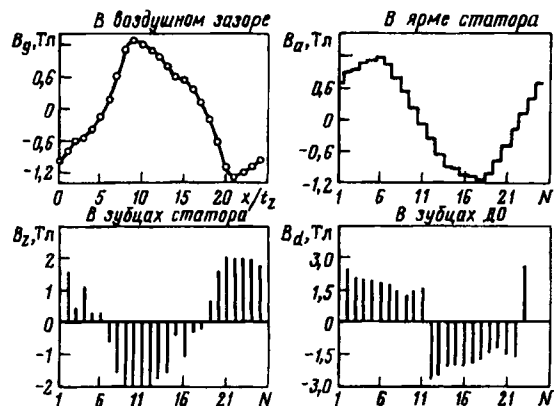


Рис. 5. Распределение индукции в воздушном зазоре, ядре статора, в зубцовой зоне (расчет по МЗК)

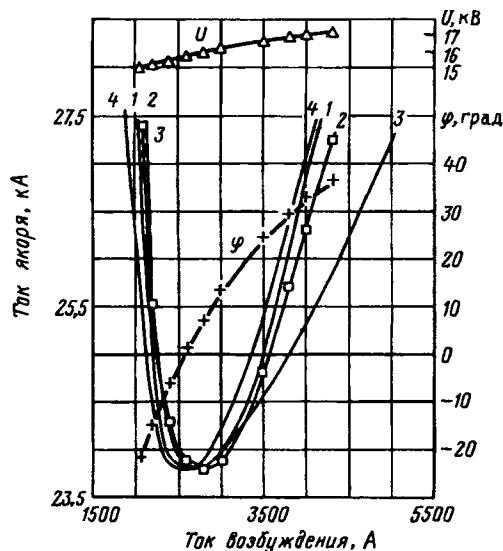


Рис. 6. Расчетные и экспериментальные U-образные характеристики: 1 — расчет по МЗК; 2 — эксперимент; 3 — расчет по РТМ с использованием диаграммы Потье; 4 — расчет по РТМ с использованием Шведской диаграммы

хода по РТМ (рис. 4). Резко несинусоидальная форма распределения кривой индукции в зазоре (рис. 5) в режимах нагрузки также весьма приближенно учитывается при расчетах по диаграмме Потье и Шведской диаграмме. Этим, а также другими допущениями, принятыми в расчетах по РТМ, объясняется большое различие между токами возбуждения, определенными с их помощью, и экспериментальными токами возбуждения в режиме U-образной характеристики при нормальной активной мощности 640 МВт (рис. 6). Как видно из приведенных данных, расчеты по МЗК гораздо лучше совпадают с экспериментом.

На рис. 7 показаны расчетные U-образные характеристики. Одна из них соответствует полному расчету генератора по МЗК, а две другие — расчетам по МЗК для токов возбуждения, найденных по диаграмме Потье и Шведской диаграмме. Рассчитывался экспериментальный режим нагрузки, близкий к номинальному (16,4 кВ;

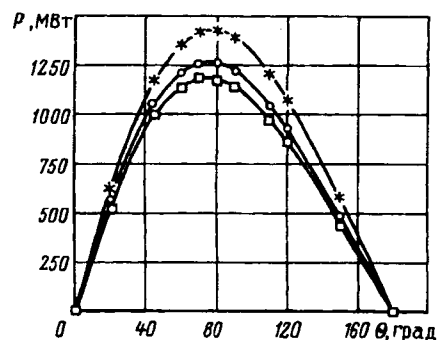


Рис. 7. Угловые характеристики при различных токах возбуждения (расчет по МЗК):  $\circ$  — 3730 А;  $\square$  — 3480 А;  $*$  — 4250 А

25,72 кА;  $\cos \varphi = 0,8746$ ).

Основные принципы и алгоритмы, принятые при разработке пакета TCPM-SP, используются и для разработки пакета программ, предназначенного для расчета установившихся режимов работы и характеристик неявнополюсных синхронных машин (турбогенераторов). Условное название этого пакета, разрабатываемого в настоящее время на кафедре электромеханики МЭИ — TCPM-NSP. Кроме того, те же принципы будут использованы при разработке программ для расчета переходных процессов в явнополюсных и неявнополюсных синхронных машинах, что позволит впервые в мировой практике рассчитывать эти процессы с учетом действительного состояния магнитной цепи, в том числе и при несимметричных режимах.

Следует упомянуть также о ряде расчетов вентильных синхронных машин, выполненных на кафедре электромеханики МЭИ в последнее время. В этих расчетах пакет TCPM-SP не использовался, но программы также были составлены на основе МЗК.

В настоящее время пакет TCPM-SP используется для расчетов на ряде ведущих электромашиностроительных заводов России, а также фирмой HOLEC (Нидерланды). Высокая точность, быстродействие, развитый интерфейс позволяют рекомендовать пакеты TCPM-SP и TCPM-NSP для внедрения в заводскую практику проектирования синхронных машин.

Кроме указанной работы по усовершенствованию методик расчета синхронных машин, на кафедре электромеханики МЭИ на основе МЗК разрабатываются пакеты программ для расчета переходных процессов и установившихся режимов работы асинхронных машин. Расчеты, выполненные по уже разработанным программам, подтвердили широкие возможности МЗК для исследования и поверочных расчетов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. В частности, МЗК позволяет существенно уточнить влияние на работу асинхронной машины таких трудно учитываемых факторов, как соотношение между числами зубцов статора и ротора, изменение активного сопротивления ротора в процессе работы, неравенство активных сопротивлений стержней беличьей клетки, вызванное технологическими погрешностями при заливке роторов, эксцентриситет ротора, скос пазов, неравенство фазных напряжений, неодновременность включения фаз при пуске, несинусоидальность напряжений, изменение во времени нагрузки на валу и т.д.

В заключение следует еще раз подчеркнуть, что создание пакетов программ для электромагнитных расчетов на основе МЗК представляет

собой гораздо большее, чем простое переложение существующих расчетных методик на язык современных ЭВМ. Использование этого метода позволяет отказаться от большинства довольно грубых допущений и целого ряда эмпирических зависимостей, дает возможность вести расчет на строгой основе полевого подхода, сохраняя точность на высоком уровне современных численных методов расчета поля и в то же время используя эти методы наиболее рационально. Применение вычислительных программ, основанных на МЗК, создает высокочастотную и надежную базу для проектирования на высоком современном уровне электрических машин всех основных типов в широком диапазоне мощностей.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский (ред.), Ю.В. Абрамкин, А.И. Власов, В.А. Кузнецов. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Кузнецов В.А. Универсальный метод расчета магнитных полей и процессов электрических машин с дискретно распределенными обмотками. Автореф. дис. учен. степени д-ра техн. наук. — М.: МЭИ, 1990.
3. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

[28.06.96]

*Авторы: Иванов-Смоленский Алексей Владимирович в 1944 г. окончил электромеханический факультет (ЭМФ) Московского энергетического института (МЭИ). В 1966 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию на тему «Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах». Профессор кафедры электромеханики (ЭМ) МЭИ.*

*Кузнецов Вячеслав Алексеевич окончил ЭМФ МЭИ в 1962 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Универсальный метод расчета полей и процессов в электрических машинах». Заведующий кафедрой ЭМ МЭИ, профессор.*

*Аванесов Михаил Аврамович окончил в 1975 г. ЭМФ МЭИ. Научный сотрудник кафедры ЭМ МЭИ.*

*Гончаров Владимир Иванович окончил ЭМФ МЭИ в 1963 г. Старший преподаватель кафедры ЭМ МЭИ.*

*Серихин Николай Александрович окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1971 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Защита высоковольтного генератора от импульсных перенапряжений». Главный энергетик информационного агентства «Интерфакс».*

*Фисенко Валерий Григорьевич окончил ЭМФ МЭИ в 1972 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка метода расчета переходных процессов асинхронных двигателей с учетом вытеснения тока и двухсторонней зубчатости сердечников». Старший преподаватель кафедры ЭМ МЭИ.*

*Ширинский Сергей Владимирович окончил ЭМФ МЭИ в 1989 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка маховичного вентильного автономного генератора». Старший преподаватель кафедры ЭМ МЭИ.*

# Улучшение эксплуатационных характеристик коллекторных машин малой мощности

КАЧИН С.И.

Рассматриваются вопросы использования конструкции демпфированных обмоток якорей в коллекторных электрических машинах малой мощности. Данный тип обмоток обладает высокими коммутационными свойствами благодаря сниженной индуктивности секций, значительной магнитной связи между соседними секциями и повышенной коммутационной устойчивости к электромагнитным воздействиям на коммутлируемый контур. Применение демпфированных обмоток позволяет существенно уменьшить энергию коммутационного искрения под щетками и, соответственно, снизить класс коммутации, уровень радиопомех и интенсивность изнашивания контактных элементов, а также повысить КПД электрических машин. Перспективно применение демпфированных обмоток в машинах малой мощности с тяжелыми условиями коммутации.

Ключевые слова: коллекторная электромашина, обмотка якоря, коммутация

Для современного уровня развития малых коллекторных машин (МКМ) характерно, с одной стороны, массовое их применение, а с другой стороны, медленное совершенствование. Последним и наиболее заметным этапом развития МКМ было введение в их состав добавочных полюсов, что в какой-то степени эквивалентно смещению щеток с нейтрали в универсальных коллекторных машинах. Последующие усовершенствования были в основном направлены на повышение технологичности изготовления, применение современных электротехнических материалов и не затрагивали существа процессов электромеханического преобразования энергии.

Таким образом, существует своего рода противоречие между возрастающей потребностью в МКМ с повышенными эксплуатационными показателями и невозможностью существенного их улучшения в рамках традиционных подходов к их проектированию и конструированию.

Разрешить это противоречие можно либо постепенной заменой МКМ другими типами электрических машин, например вентильными двигателями, по мере их совершенствования и удешевления, либо повышением темпов принципиальных разработок в области МКМ. Последний путь может быть эффективным, если не потребует кардинального изменения элементов конструкции и технологических процессов их изготовления.

Одним из направлений развития МКМ может стать применение так называемых демпфированных обмоток на якоре, обладающих повышенной коммутационной способностью [1]. Су-

*The paper considers questions of using a construction of damped armature windings in low-power commutator-type electrical machines. Such a type of winding has high commutational properties owing to reduced section inductance, considerable magnetic connection between adjacent sections and high commutational stability with respect to electromagnetic action on the commutated circuit. The use of damped windings makes it possible to decrease essentially the energy of brush sparking and consequently to lower the class of commutation, to reduce the radio frequency interference level to diminish intensity of wear and tear of contact elements as well as to increase the electrical machine efficiency. The application of damped windings is perspective in low-power machines with rugged commutation conditions.*

Key words: collector electrical machines, armature windings, commutation

щественной особенностью этих обмоток якоря является наличие высокой электромагнитной связи у всех коммутлируемых секций с последующими (в порядке коммутации) секциями. Положительное влияние эффекта демпфирования на процесс коммутации давно отмечено рядом исследователей, более того, в ряде работ настоятельно рекомендовалось увеличивать взаимные электромагнитные связи между соседними секциями. Однако целенаправленного конструирования обмоток якорей МКМ с повышенными демпфирующими свойствами до последнего времени практически не проводилось.

В простейшем случае демпфированная обмотка якоря состоит из секций, разделенных на две катушки с одинаковым шагом по якору и смещенных относительно друг друга на одно зубцовое деление (рис. 1). При этом все секции якоря имеют повышенную электромагнитную связь с соседними секциями, которая к тому

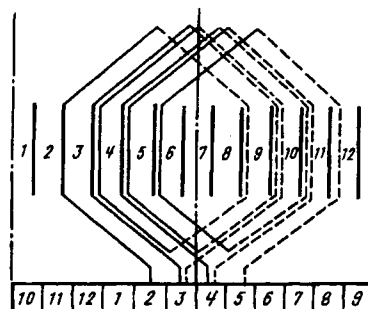


Рис. 1. Вариант выполнения демпфированной обмотки якоря

же может быть практически одинаковой у всех секций якоря. Одновременно в данной обмотке достигается снижение значения индуктивности секций из-за разбиения на две катушки и размещения их в разных пазах якоря.

Следовательно, по своим электромагнитным свойствам обмотка подобна так называемым «гладким» якорям, для которых также характерны пониженное значение индуктивности секций и более равномерная электромагнитная связь между коммутируемыми секциями, что обеспечивает их повышенные коммутационные свойства. Вместе с тем, указанная обмотка сохраняет преимущества зубчатого якоря — малый воздушный зазор и простую технологию укладки обмотки.

Высокая коммутационная способность демпфированных обмоток выражается в существенном снижении энергии, выделяющейся в электрических дуговых разрядах под щетками в конце периода коммутации секций якоря.

Поскольку электромагнитная энергия, запасенная в секции, определяется индуктивностью и током секции, то любое уменьшение данных параметров в момент разрыва коммутируемого контура обеспечивает снижение энергии коммутационного искрения. Поэтому естественно, что уменьшение индуктивности секций в демпфированных обмотках якоря непосредственно сказывается на снижении энергии искрения под щетками. Одновременно при этом создаются и лучшие условия для проектирования процесса коммутации, что позволяет уменьшить так называемый ток разрыва, который существует в секции якоря в момент завершения ее коммутации сопротивлением щеточного контакта и который также определяет энергию коммутационного искрения.

Кроме того, часть электромагнитной энергии секции в конце периода коммутации при соответствующих условиях может быть передана в соседние коммутируемые контуры, что также уменьшает энергию секции, реализуемую в скользящем контакте в виде искрения. Доля энергии разрыва коммутируемой секции, выделяющаяся под щеткой, определяется так называемым коэффициентом демпфирования, который уменьшается при увеличении взаимных магнитных связей между коммутируемыми секциями [2].

Так как демпфированные обмотки имеют повышенные взаимные индуктивности между секциями, то это обеспечивает дополнительное снижение энергии коммутационных дуг.

Следовательно, использование демпфированных обмоток позволяет уменьшить все параметры, определяющие энергию коммутационных искровых разрядов в скользящем контакте электрических машин, и тем самым существенно снизить их коммутационную напряженность.

Количественно оценить коммутационную способность демпфированных обмоток можно по ширине области безыскровой работы (ОБР), определяемой методом подпитки добавочных полюсов или сдвигом щеток с геометрической нейтральной в машинах без добавочных полюсов [3]. Для однотипных электрических машин ширина ОБР тем больше, чем меньше проводимость коммутируемой секции для дополнительного тока, обусловленного коммутационной ЭДС, в конце периода коммутации [4].

Так, для электрических машин с одной элементарной секцией в пазу односторонняя ширина ОБР приближенно определяется выражением

$$\xi = \frac{i_{pk}(\theta - 1)}{\gamma_e(T_k)K_k\theta}, \quad (1)$$

где  $i_{pk}$  — критический ток разрыва коммутируемой секции, приводящий к возникновению видимого искрения в скользящем контакте;

$\theta = \frac{w_\partial}{w_{aq}}$ ;  $w_\partial$  — число витков добавочного полюса;

$w_{aq}$  — число витков, определяющее МДС поперечной реакции якоря;  $K_k$  — конструктивный коэффициент;  $\gamma_e(T_k)$  — проводимость коммутируемой секции для дополнительного тока, обусловленного коммутационной ЭДС, подсчитанная для  $t = T_k$ .

Проводимость  $\gamma_e(T_k)$  зависит от электрических характеристик щеточного контакта и параметров коммутируемого контура, в частности, его индуктивности:

$$\gamma_e(T_k) = \frac{M}{\left(R - \frac{L_s}{\tau_e}\right)} \left( e^{-\frac{RT_k}{L_s}} - e^{-\frac{T_k}{\tau_e}} \right) + \frac{Me^{-\frac{T_k}{\tau_e}}}{\left(R + \frac{L_s}{\tau_e}\right)} \left( e^{-\frac{RT_k}{L_s}} - e^{-\frac{T_k}{\tau_e}} \right) + \frac{N}{R} \left( 1 - e^{-\frac{RT_k}{L_s}} \right), \quad (2)$$

где  $L_s$  — индуктивность секций;  $R$  — суммарное активное сопротивление коммутируемого контура в конце периода коммутации;  $\tau_e$  — постоянная, характеризующая интенсивность изменения расчетного значения коммутационной ЭДС в течение периода коммутаций;  $M$ ,  $N$  — коэффициенты, зависящие от электрических параметров скользящего контакта.

Взаимосвязь данной проводимости для дополнительного тока с индуктивностью секции неоднозначна и отличается от закономерностей, существующих в электрических цепях с установившимися режимами работы. Действительно, если в последовательной цепи переменного тока, содержащей активное и индуктивное сопротив-

ления, полная проводимость снижается при увеличении индуктивности, то проводимость коммутируемой секции для дополнительного тока может при этом возрастать.

В качестве примера рассмотрим характер изменения проводимости для дополнительного тока секции в конце периода коммутации, рассчитанной с учетом электрических параметров одного из типов двигателей при изменении индуктивности секции (рис. 2, кривая 1). Как видно из рисунка, при индуктивности секции, равной нулю, проводимость для дополнительного тока имеет минимальное значение и определяется проводимостями щеточного контакта и самой секции. При увеличении индуктивности секции проводимость для дополнительного тока сначала возрастает, достигает максимума и затем начинает уменьшаться (в предельном случае до нуля).

Подобное изменение проводимости коммутируемого контура для дополнительного тока объясняется тем, что коммутация секции является переходным процессом от одного установившегося состояния к другому, где такого рода явления возможны. В частности, при включении последовательной цепи с индуктивностью и сопротивлением на синусоидальное напряжение может наблюдаться всплеск тока, амплитуда которого больше амплитуды установившегося значения тока, рассчитанного по обычной методике, что может быть интерпретировано как увеличение полной проводимости цепи на каком-то временном интервале.

Характер изменения проводимости для дополнительного тока в зависимости от индуктивности секции свидетельствует о наличии своего рода коммутационного резонанса в секции, подобного по своим внешним признакам явлению резонанса в цепях, содержащих наряду с индуктивностью еще и емкость. На существование такого рода коммутационных резонансов

до последнего времени не обращалось должного внимания, хотя такие явления могут существенно влиять на процессы коммутации в электрических машинах и требуют детального изучения, тем более что их природа отлична от природы резонанса в колебательных контурах.

Большое влияние на кривую коммутационного резонанса оказывают значения и характер изменения контактных сопротивлений между щетками и ламелями, а также время коммутации. Так, при увеличении интенсивности изменения контактных сопротивлений (характеризуется постоянной времени изменения контактных сопротивлений  $\tau_R$ ) резко возрастает максимум проводимости для дополнительного тока, хотя резонансное значение индуктивности секции существенно не изменяется (рис. 2, кривая 2).

При сохранении интенсивности изменения контактных сопротивлений на прежнем уровне (рис. 2, кривая 1) и одновременном увеличении суммарного активного сопротивления коммутируемого контура в конце периода коммутации в два раза наблюдается снижение проводимости для дополнительного тока во всем диапазоне изменения индуктивности секции и смещение ее максимума в сторону больших значений индуктивности (рис. 2, кривая 3).

Следовательно, коммутационная устойчивость МКМ, при прочих равных условиях определяется значением индуктивности коммутируемых секций, степень влияния которой значительно возрастает при применении щеток с низкими контактными сопротивлениями, а также при сокращении времени коммутации, что характерно для электрических машин с высокими значениями частоты вращения. Причем в случае, если индуктивность коммутируемых секций меньше резонансного значения, то ее снижение приводит к повышению коммутационной устойчивости электрической машины. Поэтому применение демпфированных обмоток якоря, обладающих меньшей индуктивностью секций, как правило, сопровождается расширением ОБР электрической машины. В этой связи можно считать, что сами демпфированные обмотки также обладают большей коммутационной устойчивостью по сравнению с традиционными типами обмоток. В машинах, работающих с искрением в скользящем контакте из-за неоптимальной настройки добавочных полюсов, неидентичности коммутационных циклов или других причин, повышенная коммутационная устойчивость демпфированных обмоток якоря является дополнительным фактором, снижающим энергию коммутационного искрения.

Таким образом, лучшие электромагнитные характеристики демпфированных обмоток позволяют существенно уменьшить степень искрения в

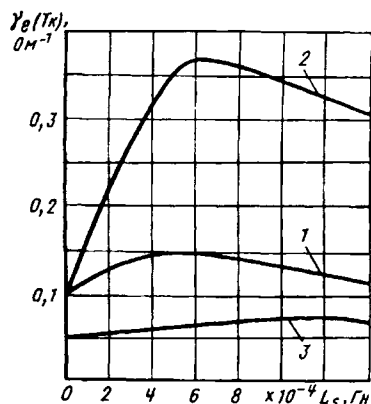


Рис. 2. Кривые зависимости проводимости для дополнительного тока секции в конце периода коммутации от индуктивности секции: 1 —  $R=10 \text{ Ом}$ ,  $\tau_R=7 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ ; 2 —  $R=10 \text{ Ом}$ ,  $\tau_R=3,7 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ ; 3 —  $R=20 \text{ Ом}$ ,  $\tau_R=7 \cdot 10^{-5} \text{ с}$

скользящем контакте коллекторных машин. Так, в универсальной электрической машине ДК 100-250-12 применение простейшей демпфированной обмотки, аналогичной обмотке на рис. 1, позволило уменьшить класс коммутации с 2 до  $1\frac{1}{4}$  —  $1\frac{1}{2}$  балла по шкале ГОСТ 183. Измерения параметров искрения под щетками показали, что энергия искрения в экспериментальной машине с новой обмоткой в 3,1 раза меньше, чем в базовой с традиционной обмоткой на якоре. Коэффициент демпфирования в этом варианте демпфированной обмотки составлял около 0,58, тогда как в базовой машине он равен примерно 0,91.

В электрической машине Д-550Ф с добавочными полюсами применение простейшей демпфированной обмотки якоря позволило расширить область безыскровой работы в 2,8 раза в номинальном режиме при одинаковом числе секций якоря исследуемой и базовой машин (рис. 3, кривые 1, 2). При этом экспериментальная машина по коммутационной устойчивости находилась на уровне машины с традиционной обмоткой и с увеличенным в три раза числом секций на якоре и, соответственно, уменьшенным числом витков в секциях и сниженной индуктивностью секций (рис. 3, кривая 3).

Наличие у демпфированных обмоток якоря ряда дополнительных варьируемых факторов (количества катушек в секциях, числа витков в катушках и др.) позволяет резко расширить спектр возможных конструкторских решений якорей электрических машин с точки зрения их электромагнитных характеристик, особенно коммутационных. При этом возможно достижение наиболее рациональных конструкций обмоток, которые оптимальным образом сочетают в себе как свойства, требуемые для электромеханического преобразования энергии, так и свойства, обеспечивающие минимальный уровень энергии в скользящем контакте.

Например, разработаны конструкции демпфированных обмоток якоря МКМ, обеспечивающие снижение энергии искрения в восемь и более

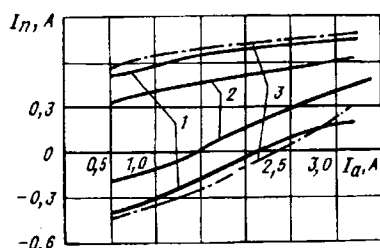


Рис. 3. Области безыскровой работы коллекторных электрических машин постоянного тока: 1 — машина с демпфированной обмоткой якоря,  $U_n=1$ ,  $K=21$ ; 2 — базовая машина с традиционной обмоткой якоря,  $U_n=1$ ,  $K=21$ ; 3 — базовая машина с традиционной обмоткой якоря,  $U_n=3$ ,  $K=63$

раз. При этом индуктивность секций удается уменьшить практически в два раза, а коэффициент демпфирования довести до значения примерно 0,2. Использование вариантов указанных обмоток в универсальном коллекторном двигателе ПК 58-03-01 позволило уменьшить класс коммутации с  $1\frac{1}{2}$ —2 баллов до  $1\frac{1}{4}$  балла, а в двигателе CHEF 240.001 фирмы KEN WOOD — с  $1\frac{1}{2}$ —2 баллов до  $1\frac{1}{4}$ — $1\frac{1}{2}$  балла при худшем механическом состоянии коллектора (биение коллектора увеличено в 2,5 раза, а максимальный перепад между соседними коллекторными пластинами увеличен в 3,4 раза по сравнению с базовой электрической машиной).

Снижение степени искрения в электрических машинах с демпфированными обмотками сопровождается значительным уменьшением уровня радиопомех, создаваемых ими в процессе эксплуатации (рис. 4 и 5). Причем на высоких частотах, как правило, обеспечивается максимальное снижение уровня радиопомех, достигающее 20 дБ. Отмечена также более устойчивая работа МКМ с демпфированными обмотками на якоре в паре с электронными регуляторами частоты вращения, что свидетельствует о лучшей их совместимости с электронными системами управления. Очевидно, снижение уровня промышленных радиопомех в исследованных электрических машинах связано не только с уменьшением степени искрения в скользящем контакте, но и со специфическим внутренним взаимодействием элементов обмоток между собой, которое определяется значениями индуктивностей и взаимных индуктивностей секций, а также емкостных связей между секциями и влияет на степень поглощения генерируемых радиопомех внутри самой электрической машины.

Одно из важных следствий повышения коммутационной устойчивости МКМ с демпфированными обмотками на якоре — уменьшение эрозионной составляющей износа элементов скользящего контакта, в результате чего снижается общий уровень

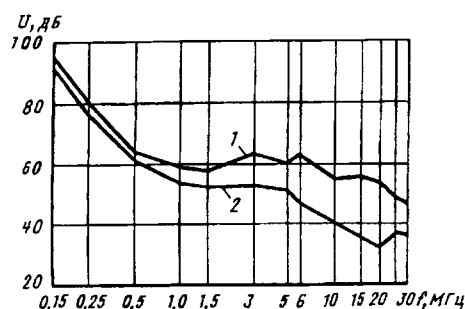


Рис. 4. Зависимости уровней радиопомех электродвигателей ДК 100-250-12 от частоты измеряемого сигнала: 1 — уровень радиопомех базового электродвигателя; 2 — уровень радиопомех электродвигателя с демпфированной обмоткой якоря



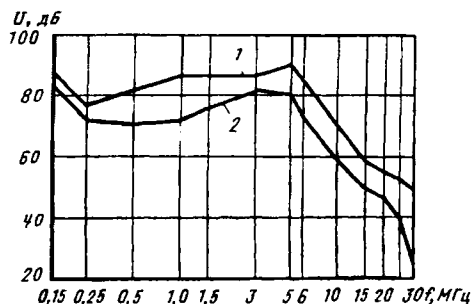


Рис. 5. Зависимости уровней радиопомех электродвигателей ПК 58-03-01 от частоты измеряемого сигнала: 1 — уровень радиопомех базового электродвигателя; 2 — уровень радиопомех электродвигателя с демпфированной обмоткой якоря

интенсивности износа контактных элементов. В частности, ресурсные испытания электродвигателя СНЕФ 240.001 показали, что, несмотря на худшие условия механического взаимодействия щеток с коллектором, применение демпфированных обмоток обеспечило снижение интенсивности износа щеток в 2,2—2,3 раза, а коллекторных пластин в среднем в 2,1 раза. Соответственно повышается ресурс работы как коллекторно-щеточного узла, так и машины в целом, снижается загрязнение ее внутреннего объема и окружающей среды щеточной пылью.

Особенно перспективно применение демпфированных обмоток в реверсивных коллекторных машинах без добавочных полюсов, где эти обмотки в ряде случаев могут дополнительно обеспечить существенное снижение паразитной коммутационной ЭДС и тем самым еще более улучшить процесс коммутации.

По-видимому, использование демпфированных обмоток в МКМ может улучшить и их энергетические характеристики. В ряде исследуемых электрических машин с демпфированной обмоткой наблюдалось повышение их удельной мощности на 6—10%, что может быть следствием снижения коммутационных потерь, а также положительного влияния коммутируемых контуров с особым характером коммутации на электромагнитный момент машины.

Коммутирующие свойства демпфированных обмоток позволяют не только улучшать качественные параметры МКМ, но и ориентироваться на экономию меди при проектировании электрических машин с заданными техническими характеристиками. Возможные пути экономии обмоточного провода — сокращение числа витков добавочных полюсов либо числа витков обмотки якоря при уменьшении сдвига щеток с нейтрали в машинах без добавочных полюсов, а также специальная технология намотки некоторых типов демпфированных обмоток. В ряде МКМ может быть получена экономия коллекторной меди благодаря умень-

шению числа коллекторных пластин и, соответственно, диаметра коллектора и его объема.

Особые электромагнитные свойства некоторых вариантов демпфированных обмоток могут обеспечить в тахогенераторах постоянного тока, наряду с указанными выше преимуществами, еще и снижение уровня пульсаций выходного напряжения, являющегося одним из важных параметров данного класса электрических машин.

Таким образом, разработанные конструкции обмоток якорей МКМ обладают рядом несомненных преимуществ перед традиционно применяемыми типами обмоток. Конструкции таких обмоток обеспечивают более сложное и органичное электромагнитное взаимодействие активных элементов машины, что позволяет выйти на более высокий уровень развития коллекторных электрических машин малой мощности.

Естественно, для достижения максимального эффекта от использования демпфированных обмоток потребуется, во-первых, обеспечить устойчивую работу скользящего контакта в механическом отношении и, во-вторых, создать специальные методики и программы, позволяющие учитывать особенности данных обмоток в процессе проектирования МКМ, анализировать влияние их параметров на выходные характеристики машин и осуществлять их оптимизацию.

Экспериментальные исследования различных типов коллекторных машин постоянного и переменного токов показали, что применение демпфированных обмоток якорей МКМ позволяет существенно снижать энергию коммутационного искрения, уменьшать уровень радиопомех и интенсивность износа контактных элементов, повышать удельные энергетические характеристики машин, а также достигать экономии обмоточной меди.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Качин С.И., Сайфутдинов Р.Х. Применение демпфированных якорных обмоток в коллекторных электрических машинах малой мощности. — Электротехническое производство. Передовой опыт и научно-технические достижения для внедрения, 1986, вып. 7.
2. Толкунов В.П. Теория и практика коммутации машин постоянного тока. — М.: Энергия, 1979.
3. Бекишев Р.Ф., Качин С.И., Сайфутдинов Р.Х. Определение коммутационной устойчивости коллекторных машин постоянного тока без дополнительных полюсов. — Электротехника, 1989, № 9.
4. Качин С.И., Климова Л.Г. Расчет зон безыскровой работы машин постоянного тока с учетом неидентичности коммутационных циклов секций. — Томск, 1987. Деп. в Информэнерго, 1987, № 753-ЭТ.

[25.09.96]

Автор: Качин Сергей Ильич окончил факультет автоматики и электромеханики Томского политехнического института в 1976 г. В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка и исследование электрических машин малой мощности с коллекторами из углеродных волокнистых материалов». Докторант Томского политехнического университета.

# Широтно-импульсная модуляция напряжения трехфазных автономных инверторов<sup>1</sup>

РЫВКИН С.Е., ИЗОСИМОВ Д.Б.

Предлагается рассматривать потери электроэнергии в качестве критерия сравнения различных широтно-импульсных модуляций (ШИМ). Физически очевидна обоснованность использования интегрального квадратичного критерия, значения которого пропорциональны дополнительным коммутационным потерям в индуктивной нагрузке автономных инверторов напряжения (АИН). Проводится сравнение различных алгоритмов ШИМ и даются рекомендации по их использованию. Синтезирован оптимальный алгоритм ШИМ, представляющий комбинацию известных ранее и новых, до настоящего времени не находивших применения алгоритмов. Оптимальная ШИМ обеспечивает уменьшение потерь в нагрузке АИН до 2,5 раз.

Ключевые слова: автономный инвертор напряжения, векторная широтно-импульсная модуляция, коммутационные потери

Трехфазные автономные инверторы напряжения (АИН) широко используются в качестве источников регулируемого напряжения. В связи с появлением силовых приборов (MOSFET, IGBT), позволяющих осуществлять коммутацию силовых ключей с высокой частотой (до 25 кГц) в массовых по применению диапазонах мощностей, наиболее перспективным методом регулирования выходного напряжения АИН является высокочастотная широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [1]. Использование синусоидальной ШИМ для управления АИН позволяет алгоритмическим путем, в рамках уже существующих структур АИН, существенно повысить качество выходного напряжения, улучшить энергетические показатели АИН и его нагрузки.

Большое количество публикаций, содержащих различные алгоритмы синусоидальных ШИМ, по-первых, затрудняет обзор и классификацию алгоритмов и, во-вторых, свидетельствует о том, что пока нет устоявшихся четких критериев сравнения алгоритмов ШИМ, что затрудняет их оценку, а следовательно, и выработку рекомендаций по их применению. Что касается таких широко известных и часто применяющихся на практике методов сравнения, как спектральный анализ [1, 4, 9], дельта-модуляция [2] и построенных с их помощью комплексных критериев, то, по нашему мнению, они не достаточно удобны для оценки выходных характеристик рассматриваемых АИН, не обладают физической наглядностью и, кроме того, в большинстве своем не

The comparison technique of the high frequency sinusoidal pulsewidth modulation method by integral square output current deviation performance criterion is proposed. The technique permits evaluating of an inverter output voltage quality by a natural figure of merit additional power losses in VSI load and designing the optimal pulse-width modulation algorithm.

Key words: voltage source inverter, space pulse-width modulation, switching losses of electric energy

учитываются, что при характерном для современных АИН условии достаточно высокой частоты ШИМ процедура сравнения может быть существенно упрощена за счет пренебрежения высокочастотными составляющими выходного напряжения, вплоть до частоты модуляции или вплоть до частоты обновления входной информации алгоритма ШИМ.

В данной статье предлагается в качестве основного критерия сравнения ШИМ рассматривать потери электроэнергии. В этом случае физически очевидна обоснованность использования интегрального квадратичного критерия качества выходного напряжения АИН. Такой критерий использовался и ранее [10]; отличие данной работы состоит в том, что анализируются все возможные законы переключений. Это позволило выявить оптимальные алгоритмы ШИМ, не использовавшиеся ранее, о чем будет сказано ниже.

**АИН как объект управления.** Одной из наиболее распространенных схем АИН является трехфазная мостовая схема с изолированной нейтралью, показанная на рис. 1. Выходные фазные

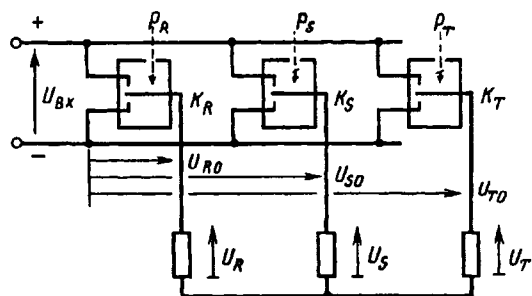


Рис. 1. Упрощенная схема трехфазного мостового АИН

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке фонда Джона Д. и Кэтрин Т. Макартур в рамках Новой программы для Независимых Государств бывшего Советского Союза.

напряжения  $U_{J0}, J=\{R, S, T\}$ , в зависимости от состояний соответствующих ключей  $K_J$ , определяемых сигналами управления фазой  $p_J$  ( $p_J \in \{0, 1\}$ ), могут быть равны  $+U_{\text{вх}}$  или нулю. Вектор выходного напряжения  $U^T = (U_\alpha, U_\beta)$  равен [3]

$$\begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{R0} \\ U_{S0} \\ U_{T0} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Вектор  $U$  может принимать семь значений (рис. 2), одно из которых нулевое  $U_0$ , а остальные шесть  $U_i$  ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ) являются вершинами правильного шестиугольника, расположенными по направляющим ортам фаз нагрузки, их величина зависит от схемы включения нагрузки и величины выходного напряжения постоянного тока  $U_{\text{вх}}$  [рядом с векторами выходного напряжения  $U_i$  приведены соответствующие им комбинации сигналов управления ключами ( $p_R, p_S, p_T$ ), причем нулевому напряжению соответствуют две комбинации состояний ключей: (000) и (111)]. Фазные напряжения на нагрузке  $U_j$  определяются проекциями вектора выходного напряжения  $U_i$  на направляющие орты фаз и могут принимать значения  $2U_{\text{вх}}/3, U_{\text{вх}}/3, 0, -U_{\text{вх}}/3, -2U_{\text{вх}}/3$ .

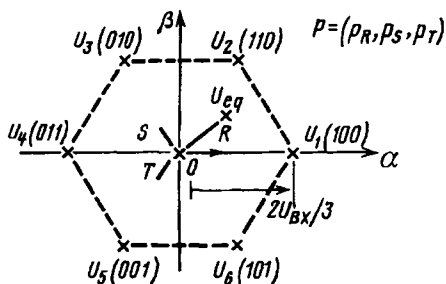


Рис. 2. Векторы мгновенных выходных напряжений АИН

Задача управления АИН в случае использования ШИМ заключается в формировании команд управления ключами  $p_J$  таким образом, чтобы среднее значение выходного напряжения за период модуляции  $T$  было равно требуемому значению выходного напряжения  $U_{eq}$ , которое в установившемся режиме работы нагрузки АИН изменяется по синусоидальному закону с требуемыми амплитудой и частотой (период обновления значений  $U_{eq}$  может быть равен или кратен периоду модуляции  $T$ , а также в случае синхронной ШИМ составлять целую долю периода изменения выходного напряжения; в данной работе мы не будем рассматривать эти вопросы). Естественно, что реализуемые средние значения выходного напряжения лежат внутри шестиугольника, образованного векторами выходного напряжения.

**Методы ШИМ.** Многообразие алгоритмов ШИМ обусловлено тем, что они включают в себя две независимые составляющие [6]:

*закон модуляции* силовых ключей, определяющий длительности интервалов включения силовых ключей на периоде модуляции соответственно на шины ( $U_{\text{вх}}$ ) или (0);

*закон переключения* силовых ключей фаз, т. е. последовательности переключения фаз на периоде модуляции.

Если закон модуляции определяется однозначно требуемым средним выходным напряжением  $U_{eq}$ , то законов переключения может быть несколько, в зависимости от выполнения дополнительных требований, предъявляемых к алгоритму ШИМ, таких как:

минимизация числа коммутаций силовых ключей за период модуляции;

максимизация достижимого временного интервала между переключениями силовых ключей одной фазы;

полное использование входного постоянного напряжения  $U_{\text{вх}}$ ;

обеспечение симметричного управления фазами АИН.

Известно [6], что в случае использования для синтеза среднего напряжения на нагрузке трех векторов выходного напряжения, наиболее близких к требуемому среднему напряжению, закон модуляции определяется однозначно следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 &= 1 - z \cos \psi; \\ \mu_1 &= -z \sin(\psi - \pi/6); \\ \mu_2 &= z \sin(\psi + \pi/6), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $\mu_i$  — доли времени периода модуляции  $T$ , в течение которых реализуется каждый из трех используемых векторов выходного напряжения  $U_i$ ,  $\sum \mu_i = 1$ ;  $z = \sqrt{3} A / U_{\text{вх}}$ ;  $A$  — амплитуда среднего напряжения;  $\psi$  — угол отклонения вектора среднего напряжения от биссектрисы угла, образованного используемыми векторами выходного напряжения.

Используемое в законе модуляции нулевое напряжение может быть получено с помощью двух различных комбинаций состояния ключей (000) и (111) (для различения этих комбинаций будем соответствующие им доли времени обозначать  $\mu_0^-$  и  $\mu_0^+$ ). Как показано в [6, 7], доминирующему требованию минимизации числа коммутаций силовых ключей за период модуляции отвечают только следующие законы переключения:

$$\boxed{\mu_0^- \rightarrow \mu_1 \rightarrow \mu_2} ; \quad (3)$$

$$\boxed{\mu_2 \rightarrow \mu_1 \rightarrow \mu_0^-} ; \quad (4)$$

$$\boxed{\mu_0^+ \rightarrow \mu_2 \rightarrow \mu_1^-}; \quad (5)$$

$$\boxed{\mu_1^- \rightarrow \mu_2 \rightarrow \mu_0^+}; \quad (6)$$

$$\boxed{\mu_1^- \rightarrow \mu_1/2 \rightarrow \mu_2 \rightarrow \mu_1/2}; \quad (7)$$

$$\boxed{\mu_0^+ \rightarrow \mu_2/2 \rightarrow \mu_1 \rightarrow \mu_2/2}; \quad (8)$$

$$\boxed{\mu_0^-/2 \rightarrow \mu_1/2 \rightarrow \mu_2/2 \rightarrow \mu_0^+/2 \rightarrow \mu_2/2 \rightarrow \mu_1/2}; \quad (9)$$

Запись  $\mu_i/2$  означает, что соответствующий закон реализуется на половине доли времени периода модуляции  $T$ , определяемой выражением (2).

Законы переключения (7), (8), (9) в дальнейшем будем называть соответственно  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -законами переключения.

Следует указать на следующие особенности приведенных выше законов переключения:

при использовании закона переключения (3) фаза  $T$  не включается, т.е.  $U_{T0}=0$ ,  $U_{R0}=U_{вх}$ , и пара длительностей  $\mu_0^+$  и  $\mu_1$  или  $\mu_0^-$  и  $\mu_2$  принимает минимально допустимые значения. С учетом симметрии, при использовании законов переключения (4)–(6) также будут использоваться переключения только в двух фазах; отличие состоит в том, какая из трех фаз не переключается и какое значение (0 или  $U_{вх}$ ) принимает напряжение в этой фазе, а также какие из длительностей  $\mu_0^-$ ,  $\mu_0^+$ ,  $\mu_1$  или  $\mu_2$  принимают минимально допустимые значения;

законом переключения (3)–(8) соответствуют четыре переключения на периоде модуляции, а закону переключения (9) — шесть;

специфической особенностью законов переключения (3)–(6) является то, что при переходах  $\mu_2 \leftrightarrow \mu_0^-$  и  $\mu_1 \leftrightarrow \mu_0^+$  происходит одновременная коммутация ключей двух фаз, в то время как остальным законам переключения соответствует поочередная коммутация силовых ключей различных фаз;

из ограничения  $\tau$  на минимальный интервал времени между фронтами импульсов управления следует, что существуют области нереализуемых напряжений, представленные на рис. 3. Законам переключения (3)–(8) соответствуют ограничения длительностей:

$$\mu_0 \geq \tau/T \quad (10)$$

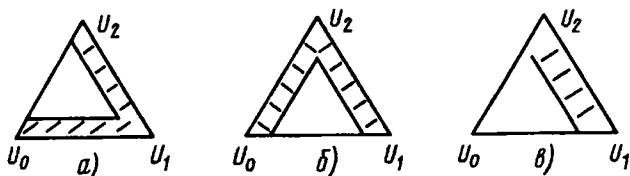


Рис. 3. Области нереализуемых напряжений при использовании (3), (6) и  $\alpha$ -(а), (4), (5) и  $\beta$ -(б) и  $\gamma$ -законов переключения (в) (заштрихованные области)

и

$$\mu_2 \geq \tau/T \quad (\text{или } \mu_1 \geq \tau/T). \quad (11)$$

Для закона управления (9)

$$\mu_0 \geq 4\tau/3T. \quad (12)$$

Отметим, что любой из известных алгоритмов векторных ШИМ может быть сведен к одному из приведенных выше законов коммутации. Так, ШИМ на пилообразном напряжении [9] имеет такую же последовательность переключений, как и  $\gamma$ -закон переключения (9), но в отличие от последнего времени реализации нуль-вектора  $\mu_0^+$  и  $\mu_0^-$  различны [в этом смысле  $\gamma$ -закон переключения (9) является «центрированным», имея в виду, что диаграммы переключения фазных напряжений симметричны относительно друг друга]. Неравенство указанных временных интервалов обусловлено способом их определения, основанном на сравнении опорных кривых (три фазы синусоидального выходного напряжения фундаментальной частоты и пилообразное напряжение значительно более высокой модулирующей частоты). Точки пересечения соответствующих синусоид с пилообразным сигналом определяют времена включения и отключения ключей, см. рис. 4. Если напряжение одной из фаз принимает нулевое значение и, следовательно, два других фазных напряжения имеют противоположные знаки, что соответствует случаю  $\psi=0$ , то  $\mu_0^+=\mu_0^-$ . Во всех других случаях  $\mu_0^+ \neq \mu_0^-$ .

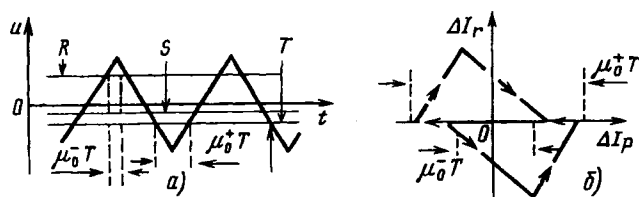


Рис. 4. Временная диаграмма ШИМ на пилообразном сигнале (а) и соответствующая этой ШИМ характеристика изменения вектора  $\Delta I$  на периоде модуляции (б)

**Критерий качества ШИМ.** Одним из важнейших критериев качества выходного напряжения АИН являются потери электроэнергии при реализации заданного среднего значения выходного напряжения. Эти потери имеют в первую очередь коммутационный характер и обусловлены не только наличием (и количеством) переключений на периоде модуляции, но и характером отклонения мгновенных значений выходного напряжения (тока) от желаемого среднего значения. Учитывая, что в рассматриваемых случаях период модуляции  $T$  мал по сравнению с периодом основной гармоники выходного напряжения

АИН, интегральный квадратичный критерий

$$J = \frac{1}{T} \int_0^T N |I(t) - I^*(t)|^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T N |\Delta I(t)|^2 dt \quad (13)$$

[здесь  $I(t)$  — вектор выходного тока;  $I^*(t)$  — желаемый вектор выходного тока;  $N$  — нормирующий коэффициент] дает оценку дополнительных коммутационных потерь энергии в нагрузке АИН. Для индуктивной нагрузки критерий (13) пропорционален омическим потерям (потерям в меди проводников обмоток нагрузки). Так как при этом не учитывается ряд факторов, таких как вытеснение тока, вихревые потери и потери на гистерезис в магнитном материале нагрузки, абсолютная точность оценки дополнительных потерь с помощью критерия (13), разумеется, окажется невысокой. Однако для цели сопоставления различных алгоритмов ШИМ точность этого критерия представляется вполне достаточной.

С другой стороны, невязку выходного тока  $\Delta I = I - I^*$  в критерии (13) можно рассматривать как интегральное отклонение выходного напряжения АИН от заданного синусоидального значения вне зависимости от нагрузки АИН:

$$\Delta I(t) = \int_0^t (U(t) - U_{eq}(t)) dt + C, \quad (14)$$

где  $C$  — постоянная, определяемая из условия  $\Delta I = 0$  на периоде модуляции  $T$ .

В таком случае критерий (13) представляет интегральный квадратичный критерий для интеграла отклонения выходного напряжения АИН от заданного значения.

**Сравнительный анализ законов ШИМ.** Необходимо обеспечить идентичность условий сравнения различных законов переключения ШИМ. в первую очередь это относится к числу переключений на периоде  $T$ . Как указывалось выше, законы переключения (3)–(8) характеризуются четырьмя переключениями на периоде модуляции, т.е. имеют одинаковые потери на коммутацию силовых ключей. Что касается  $\gamma$ -закона переключения (9), то для обеспечения таких же потерь на коммутацию нормируем его период модуляции с помощью коэффициента 1,5 ( $T_\gamma = 1,5T$ ), что обеспечит четыре переключения на интервале времени  $T$  для всех законов.

Для вычисления предлагаемого критерия необходимо определить поведение невязки выходного тока  $\Delta I$  (т.е. определить годограф вектора отклонения выходного тока от среднего синусоидального значения) в течение периода модуляции. Для описания поведения вектора  $\Delta I$  воспользуемся ортогональной системой координат  $(p, r)$ , жестко связанной с вектором заданного

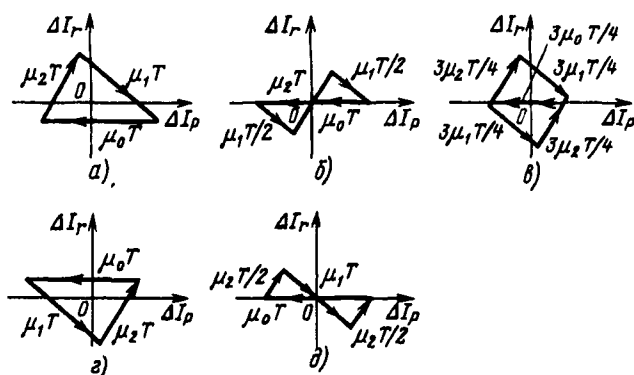


Рис. 5. Характеристики изменения вектора  $\Delta I$  на периоде модуляции при использовании (3) и (6) (а);  $\alpha = (б)$ ;  $\gamma = (в)$ ; (4) и (5) (г) и  $\beta = (д)$  законов переключения ШИМ

выходного напряжения  $U_{eq}$ , причем ось  $p$  направлена по этому вектору. Направление изменения вектора  $\Delta I(t)$  в любой момент времени совпадает с направлением вектора  $\Delta U = U_i - U_{eq}$ . На рис. 5 представлены диаграммы изменения вектора  $\Delta I(t)$  для всех приведенных выше законов переключения.

Предложенный критерий может быть представлен в виде суммы интегралов по каждой из  $i$  линейных (так как, по предположению, частота ШИМ достаточно высока и изменениями заданных значений выходного напряжения на периоде ШИМ можно пренебречь) участков траектории изменения вектора  $\Delta I$ :

$$J = \sum_{T_i}^N \int_0^{T_i} (\Delta I(\tau))^2 d\tau, \quad T_i = \mu_i T. \quad (15)$$

Ортогональные составляющие  $\Delta I_p(\tau)$  и  $\Delta I_r(\tau)$  на каждом линейном участке равны:

$$\Delta I_p(\tau) = (\Delta I_{pif} - \Delta I_{pii}) \tau / T_i + \Delta I_{pii}; \quad (16)$$

$$\Delta I_r(\tau) = (\Delta I_{rif} - \Delta I_{rii}) \tau / T_i + \Delta I_{rii}, \quad (17)$$

здесь первый индекс указывает на номер линейного участка траектории, а второй — на принадлежность этих значений соответственно началу ( $i$ ) и концу ( $f$ ) участка.

Интегралы, входящие в выражение (15), могут быть алгебраически вычислены по начальным и конечным значениям составляющих вектора  $\Delta I$ :

$$\begin{aligned} T_i \int_0^{T_i} (\Delta I(\tau))^2 d\tau &= [(\Delta I_{pif} - \Delta I_{pii})^2 + (\Delta I_{rif} - \Delta I_{rii})^2] T_i / 12 + \\ &+ [(\Delta I_{pif} / 2 + \Delta I_{pii} / 2)^2 + (\Delta I_{rif} / 2 + \Delta I_{rii} / 2)^2] T_i. \end{aligned} \quad (18)$$

Первый член в выражении (18) пропорционален квадрату длины  $i$ -го участка траектории, а второй — квадрату расстояния от середины этого же участка до начала координат. Длины различных

линейных участков для законов модуляции (3)–(9) определяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{p0f} - \Delta I_{p0i} &= -\alpha T_0; \\ \Delta I_{r0f} - \Delta I_{r0i} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{p1f} - \Delta I_{p1i} &= (2 \cos(\psi + \pi/6)/\sqrt{3} - \alpha) T_1; \\ \Delta I_{r1f} - \Delta I_{r1i} &= -2 \sin(\psi + \pi/6) T_1/\sqrt{3}; \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{p2f} - \Delta I_{p2i} &= (2 \cos(\psi - \pi/6)/\sqrt{3} - \alpha) T_2; \\ \Delta I_{r2f} - \Delta I_{r2i} &= -2 \sin(\psi - \pi/6) T_2/\sqrt{3}; \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Положения начальной, конечной и средней точек  $i$ -го участка легко определяются из симметрии траектории изменения невязки для  $\alpha$ -,  $\beta$ -, и  $\gamma$ -законов переключения (7)–(9). Для законов переключения (3)–(6) для обеспечения равенства нулю среднего значения  $\Delta I$  на периоде модуляции необходимо выполнение дополнительных условий:

$$\sum_i (\Delta I_{pif} + \Delta I_{pii}) T_i = 0, \quad i=0, 1, 2; \quad (22)$$

$$\sum_i (\Delta I_{rif} + \Delta I_{rii}) T_i = 0, \quad i=0, 1, 2. \quad (23)$$

Таким образом, предлагаемый критерий качества для всех рассматриваемых законов переключения ШИМ может быть представлен в виде функциональной зависимости величины критерия  $J$  от амплитуды среднего напряжения  $A$  (или от отношения  $\alpha$  этого напряжения к амплитуде напряжения в звене постоянного тока  $U_{вх}$ ) и угла  $\psi$  между вектором среднего напряжения и биссектрисой угла напряжений.

Численные результаты сопоставления законов переключения ШИМ. Из рис. 5 видно, что законы переключения (3)–(6) не являются оптимальными с точки зрения рассматриваемого критерия и их использование нерационально. Поэтому в дальнейшем проводится сопоставление только  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -законов переключения. Нормированные значения предлагаемого критерия для этих законов представлены в табл. 1 и 2 (значения критерия отнесены к его максимальному значению).

Таблица 1

Численные значения критерия (13) для  $\alpha(\beta)$ -закона переключения ШИМ (для  $\beta$ -закона угол  $\psi$  имеет противоположный знак)

| $\alpha$ | Значения критерия $J$ при $\psi$ , равном |          |           |           |       |          |          |         |         |
|----------|-------------------------------------------|----------|-----------|-----------|-------|----------|----------|---------|---------|
|          | $-\pi/6$                                  | $-\pi/8$ | $-\pi/12$ | $-\pi/24$ | 0     | $\pi/24$ | $\pi/12$ | $\pi/8$ | $\pi/6$ |
| 0,999    | 0,096                                     | 0,092    | 0,240     | 0,387     | 0,444 | 0,392    | 0,270    | 0,148   | 0,096   |
| 0,875    | 0,240                                     | 0,169    | 0,225     | 0,309     | 0,362 | 0,359    | 0,315    | 0,263   | 0,240   |
| 0,750    | 0,369                                     | 0,282    | 0,289     | 0,333     | 0,375 | 0,394    | 0,391    | 0,377   | 0,369   |
| 0,625    | 0,438                                     | 0,363    | 0,352     | 0,372     | 0,401 | 0,425    | 0,436    | 0,439   | 0,438   |
| 0,500    | 0,429                                     | 0,378    | 0,363     | 0,371     | 0,389 | 0,407    | 0,420    | 0,427   | 0,429   |
| 0,375    | 0,342                                     | 0,315    | 0,306     | 0,308     | 0,316 | 0,327    | 0,335    | 0,340   | 0,342   |
| 0,250    | 0,205                                     | 0,195    | 0,191     | 0,192     | 0,194 | 0,198    | 0,202    | 0,204   | 0,205   |
| 0,125    | 0,066                                     | 0,065    | 0,064     | 0,065     | 0,065 | 0,066    | 0,066    | 0,066   | 0,066   |

Таблица 2

Численные значения критерия (13) для  $\gamma$ -закона переключения ШИМ

| $\alpha$ | Значения критерия $J$ при $\psi$ , равном |          |           |           |       |          |          |         |         |
|----------|-------------------------------------------|----------|-----------|-----------|-------|----------|----------|---------|---------|
|          | $-\pi/6$                                  | $-\pi/8$ | $-\pi/12$ | $-\pi/24$ | 0     | $\pi/24$ | $\pi/12$ | $\pi/8$ | $\pi/6$ |
| 0,999    | 0,054                                     | 0,218    | 0,563     | 0,876     | 1,00  | 0,876    | 0,563    | 0,218   | 0,054   |
| 0,875    | 0,135                                     | 0,234    | 0,442     | 0,631     | 0,706 | 0,631    | 0,442    | 0,234   | 0,135   |
| 0,750    | 0,207                                     | 0,263    | 0,380     | 0,486     | 0,527 | 0,486    | 0,380    | 0,263   | 0,207   |
| 0,625    | 0,247                                     | 0,275    | 0,334     | 0,388     | 0,409 | 0,388    | 0,334    | 0,275   | 0,247   |
| 0,500    | 0,241                                     | 0,254    | 0,280     | 0,303     | 0,313 | 0,303    | 0,280    | 0,254   | 0,241   |
| 0,375    | 0,192                                     | 0,197    | 0,206     | 0,214     | 0,218 | 0,214    | 0,206    | 0,197   | 0,192   |
| 0,250    | 0,115                                     | 0,116    | 0,118     | 0,120     | 0,121 | 0,120    | 0,118    | 0,116   | 0,115   |
| 0,125    | 0,037                                     | 0,037    | 0,038     | 0,038     | 0,038 | 0,038    | 0,038    | 0,037   | 0,037   |

Из сравнения данных табл. 1 и 2 очевидно, что при использовании  $\alpha(\beta)$ -закона переключения максимальное значение критерия (13) не превышает 0,444.

Сопоставим значения критерия (13) для следующих простых случаев.

Если вектор выходного напряжения  $U_{eq}$  совпадает с одним из трех используемых для синтеза выходного напряжения мгновенных векторов выходного напряжения  $U_1$  (или  $U_2$ , или  $U_0$ ), то величина критерия (13) одинакова для всех законов переключения и равна нулю.

Если вектор выходного напряжения  $U_{eq}$  совпадает по направлению с одним из двух векторов выходного напряжения  $U_1$  (или  $U_2$ ), то в этом случае целесообразно использовать  $\gamma$ -закон переключения, так как  $J_\gamma/J_\alpha = J_\gamma/J_\beta = (3/4)^2 = 9/16$ .

Если вектор выходного напряжения  $U_{eq}$  равен  $(U_1 + U_2)/2$  (что соответствует  $\alpha=1$  и  $\psi=0$ ), то в этом случае целесообразно использовать  $\alpha$  (или  $\beta$ )-закон переключения, так как  $J_\gamma/J_\alpha = J_\gamma/J_\beta = (3/2)^2 = 9/4$ .

Если вектор выходного напряжения  $U_{eq}$  совпадает с центром треугольника мгновенных векторов выходного напряжения (что соответствует  $\alpha=2/3$  и  $\psi=0$ ), то в этом случае также целесообразно использовать  $\alpha$  (или  $\beta$ )-закон переключения, так как  $J_\gamma/J_\alpha = 9/8$ .

В случае, если  $\psi=0$ , то «ШИМ на пилообразном напряжении» и  $\gamma$ -закон переключения ШИМ имеют одинаковые значения критерия (13). Во всех остальных случаях  $\gamma$ -закон переключения ШИМ является предпочтительным вследствие того, что при использовании «ШИМ на пилообразном напряжении» сумма квадратов длин линейных отрезков в выражениях (16), (17) больше и больше расстояния от середин соответствующих отрезков до начала координат. Это особенно ясно видно при сравнении рис. 4 и 5. Например, при  $\psi=\pi/6$  значение критерия (13) для «ШИМ на пилообразном напряжении» в 4 раза больше, чем для  $\gamma$ -закона переключения. Следовательно, характерное для централизованной

ШИМ разбиение  $\mu_0$  на две равные части:  $\mu_0^- = \mu_0^+ = \mu_0/2$  является оптимальным разбиением времени использования нуль-вектора с точки зрения рассматриваемого критерия (13). Следует также указать, что  $\gamma$ -закон переключения позволяет более эффективно использовать напряжение звена постоянного тока (величина максимально достижимого выходного напряжения в этом случае в 1,15 раз больше, чем при использовании «ШИМ на пилообразном напряжении», для которой эта величина ограничена значением  $\sqrt{3}/2 U_{\text{вх}}$ ).

Здесь уместно провести сопоставление результатов с данными, полученными в публикации [10]. Используемый в последней подход основан на оптимизации того же критерия с помощью скалярного параметра, который можно трактовать как «смещение нуля» выходного трехфазного напряжения, т.е. среднего значения суммы выходных напряжений АИН за период модуляции. Ясно, что нулевое значение этого параметра соответствует алгоритму типа пофазной «ШИМ на пилообразном напряжении». Оптимизация последнего алгоритма с помощью параметра смещения нуля приведет к  $\gamma$ -закону переключения при равенстве длительностей  $\mu_0^-$  и  $\mu_0^+$ . Обратим внимание, что такая оптимизация не позволяет перейти к  $\alpha$ - и  $\beta$ -законам переключения, поскольку она проводится в рамках наперед фиксированной последовательности переключений. Кроме того, несмотря на очевидную физическую сущность параметра смещения нуля, реализация оптимального закона переключений,  $\gamma$ -закона, с помощью найденного оптимального значения этого параметра представляется малоудобной; проще реализовать равные длительности  $\mu_0^-$  и  $\mu_0^+$ . Заметим также, что при смене закона переключения значение смещения нуля изменяется скачкообразно.

**Синтез оптимального алгоритма ШИМ.** Такой синтез состоит в определении границ областей в пространстве координат  $(\alpha, \psi)$ , в которых какой-либо из рассмотренных законов переключения имеет минимальное значение критерия (13). Диаграмма таких областей представлена на рис. 6.

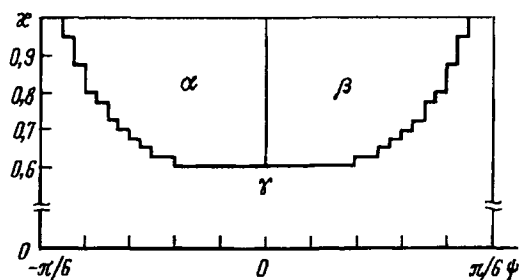


Рис. 6. Оптимальный закон переключения ШИМ

Необходимо учесть еще две особенности оптимального ШИМ.

Во-первых, необходимо определить начало и конец цикла исходя из условия минимизации числа переключений при переходах от одного закона переключения к другому (изменение закона переключений может вызываться изменениями заданного напряжения или изменениями напряжения звена постоянного тока). Такие переходы не должны приводиться к скачкообразному изменению среднего выходного напряжения АИН на периоде модуляции.

Во-вторых, необходимо распространить приведенные выше законы модуляции и переключения на случаи произвольного расположения вектора выходного напряжения  $U_{eq}$  в любом из шести секторов, определяемых векторами мгновенного напряжения АИН.

С точки зрения обеспечения требований к переходам от одного закона переключения к другому предпочтительнее использовать в качестве начальных точек циклов нулевого состояния  $\mu_0^+$  или  $\mu_0^-$ . В этом случае при использовании  $\alpha$ - и  $\beta$ -законов переключения при переходах от одного из этих законов переключения к другому либо не будет дополнительных переключений, либо будут два дополнительных переключения (рис. 5, б, д). При использовании  $\gamma$ -закона переключения возникает проблема сопряжения траекторий вектора  $\Delta I$  на различных циклах ШИМ. Например, при переходе от  $\alpha$ -закона переключения к  $\gamma$ -закону (рис. 5, б, в) для обеспечения непрерывности этой траектории необходимо изменить первоначально рассчитанное для  $\gamma$ -закона переключения относительное время  $\mu_0$  на величину  $\mu_0/8$ . Заметим, что период модуляции для  $\gamma$ -закона переключения в 1,5 больше, чем для  $\alpha$  ( $\beta$ )-закона переключения.

С целью предотвращения появления частоты биения в выходном напряжении АИН вследствие различия периодов модуляции, период обновления данных для задания алгоритма ШИМ следует выбирать кратным как периоду  $\gamma$ , так и периоду  $\alpha$  ( $\beta$ )-законов переключения (например, он может быть выбран равным трем периодам модуляции  $\alpha$  ( $\beta$ )-закона переключения, или, что то же самое, двум периодам модуляции  $\gamma$ -закона переключения).

Для распространения анализа на произвольное положение выходного вектора напряжения АИН необходимо принять во внимание симметрию расположения векторов мгновенных напряжений. Соответствующая логическая таблица переименования возможных состояний ключей и реализуемых выходных векторов решает данную проблему.

**Заключение.** 1. Предложен критерий сравнения алгоритмов высокочастотных синусоидальных ШИМ, который характеризует дополнительные коммутационные потери энергии в нагрузке АИН. Такой критерий естественен для перспективных АИН на современных силовых полупроводниковых приборах.

2. Предложен метод синтеза оптимальных алгоритмов ШИМ для АИН. Использование оптимальных алгоритмов ШИМ позволяет снизить дополнительные коммутационные потери энергии до 2,25 раз, в 1,15 раза повысить использование напряжения звена постоянного тока, в 1,5 раза сократить число переключений, увеличить максимальную длительность импульсов управления по сравнению с традиционным используемым «ШИМ на пилообразном напряжении».

3. Перспективным представляется распространение предлагаемого подхода на анализ и синтез оптимальных алгоритмов ШИМ для других типовых силовых преобразователей [11]. В первую очередь к таким преобразователям относятся многофазные силовые преобразователи и непосредственные преобразователи частоты на полностью управляемых ключах, причем для последних имеется возможность синтеза высокочастотного алгоритма ШИМ, обеспечивающего одновременно решение задачи линейного нагружения сети (управление коэффициентом мощности) [12].

4. Предложенные алгоритмы ШИМ могут быть реализованы на микропроцессоре как в виде специализированного контроллера управления силовым преобразователем, так и в виде программного модуля управляющего процессора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лабунцов В.А. О некоторых проблемах силовой электроники. — В кн.: Силовая полупроводниковая техника и ее применение в народном хозяйстве. — Тезисы докладов VIII Всесоюзной научно-технической конференции, Челябинск, 1989.
2. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. — Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990.

3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982.

4. Баховцев И.А., Зиновьев Г.С. О синтезе алгоритмов управления для АИН с ШИМ. — В кн.: Тиристорные преобразователи. Новосибирск: НЭТИ, 1985.

5. Pfaf G., Wick A. Direkte Stromregelung bei Drehstromantrieben mit Pulswechselrichter. — Regelungstechnische Praxis, 1983, № 11.

6. Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е., Шевцов С.В. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ. — Электротехника, 1993, № 12.

7. Shevtsov S.V., Izosimov D.B., Ryvkin S.E. Space-vector based simplex pulse-width modulation methods of 3-phase voltage source inverter control. — Proceeding of the IECON'94, 1994.

8. Holtz J. Pulsewidth modulation. — IEEE Trans. Ind. Electron., 1992, vol. 39, № 4.

9. Слепов Н.И., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. — М.: Энергия, 1978.

10. H.van der Broek. Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation. — Proceedings of EPE-91 Conference, Firenze, Italy, 1991.

11. Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е. Алгоритмические пути улучшения качества энергопотребления промышленными полупроводниковыми преобразователями. — Электричество, 1996, № 4.

12. Matrix Converter PWM Control with Linear Loading of Power Supply / D.B. Izosimov, E.M. Chechet, S.E. Ryvkin, S.V. Shevtsov, T.V. Misak. — Proceeding of International Conference on Resource Saving, Alushta, Ukraine, Oct. 1993.

[15.03.96]

*Авторы: Рывкин Сергей Ефимович окончил в 1974 г. факультет установок летательных аппаратов Московского авиационного института. В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «исследование и разработка алгоритмов управления с использованием скользящих режимов для электродвигателей независимого возбуждения» в Институте проблем управления ИПУ АН СССР. Старший научный сотрудник ИПУ РАН.*

*Изосимов Дмитрий Борисович окончил в 1969 г. факультет радиотехники и технической кибернетики Московского физико-технического института. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка управления и идентификации для электрических машин на скользящих режимах» в ИПУ АН СССР. Заведующий сектором ИПУ РАН.*



# К исследованию хаотических режимов преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией

ЖУСУБАЛИЕВ Ж.Т.

Анализируются детерминированные и хаотические режимы преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Изучаются области притяжения периодических движений. Особенности изменения топологий областей притяжения при бифуркациях проиллюстрированы результатами численных расчетов.

Ключевые слова: преобразователь, широтно-импульсная модуляция, локальная устойчивость, хаотическая динамика

**Постановка задачи и цель исследования.** В последние годы опубликовано значительное число работ, посвященных изучению хаотических движений в электротехнических системах с преобразователями электрической энергии [см., например, 1–4]. Основой получения новых количественных и качественных результатов относительно причин возникновения хаоса и перспектив развития методов проектирования устройств преобразовательной техники явилось детальное изучение динамической модели преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией [3–5].

Систематизированная информация о динамике преобразователя в [3, 4] была представлена в виде так называемой картины ветвления. Возникновение хаотических режимов в [3] связывалось с неединственностью устойчивых периодических движений и определенным соотношением радиуса области притяжения и величины случайных помех. В [4] были внесены существенные коррективы в объяснение причин возникновения хаотической динамики и катастрофической хаотизации, основанные на рассмотрении свойств одномерного отображения Фейгенбаума.

В данной статье в развитие исследований [3, 4] анализируются области притяжения устойчивых движений, изучается характер изменения их структур при вариации параметров, так как результаты, основанные на локальной теории устойчивости, оказываются недостаточными для оценки стабильности рабочих режимов и выяснения многих особенностей возникновения различных движений при изменении параметров и в условиях случайных помех.

Схема замещения преобразователя приведена на рис. 1 (см. также [6, 7]). Математическая модель:

$$dX/dt = AX + BK_F(\xi), \quad (1)$$

*Determinate and chaotic regimes of a voltage converter with a pulse-width modulation are analysed. Domains of attraction of periodic motions are investigated. Features of a change of domain attraction topologies at bifurcations are illustrated by results of calculations.*

Key words: converter, pulse-width modulation, local stability, chaotic dynamics

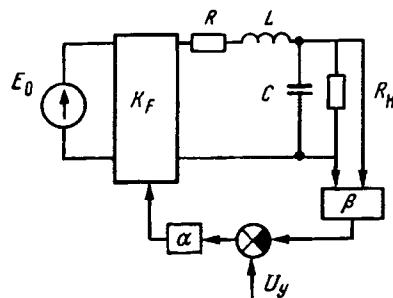


Рис. 1

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/CR_H \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$K_F(\xi) = (1 + \text{sign}(\xi))/2;$$

$$\xi(X, t) = \alpha(U_y - Bx_2) - U_0 - U_{\text{оп}}[t/a - E_1(t/a)].$$

Здесь  $x_1, x_2$  — ток в индуктивности реактора фильтра и выходное напряжение;  $R$  — сопротивление, характеризующее потери в индуктивности фильтра и в преобразователе;  $L, C$  — индуктивность и емкость  $LC$ -фильтра;  $R_H$  — сопротивление нагрузки;  $E_0$  — входное напряжение;  $U_y$  — напряжение управляющего воздействия;  $a$  — период квантования;  $\alpha$  — коэффициент усиления пропорционального звена;  $\beta$  — коэффициент передачи датчика обратной связи по выходному напряжению;  $U_{\text{оп}}$  — опорное напряжение;  $U_0$  — начальное значение пилообразного напряжения;  $E_1(t/a)$  — целая функция.

Информация в отношении динамических свойств преобразователя автором получена в пространстве параметров. Из-за сложности представления материалов и удобства анализа автор ограничился результатами однопараметрического анализа:  $E_0 = 110$  В;  $R = 2,1$  Ом;  $L = 10^{-2}$  Гн;  $C = 2 \cdot 10^{-6}$  Ф;  $R_H = 100$  Ом;  $U_{\text{оп}} = 5$  В;  $U_0 = 0,1$  В;  $U_y = 4$  В;  $a = 10^{-4}$  с;  $\beta = 0,02$ ;  $0 < \alpha < 100$ .

Исследование динамики системы (1) было сведено к изучению свойств двумерного отображения.

Пусть  $\lambda_1, \lambda_2$  — собственные значения матрицы  $A$ . При выбранных параметрах значения  $\lambda_1, \lambda_2$ , в отличие от [3], являются комплексно-сопряженными:  $\lambda_1 = \lambda_r + j\lambda_i$ ,  $\lambda_2 = \lambda_r - j\lambda_i$  ( $\lambda_r = -2605$ ,  $\lambda_i = 6653$ ,  $11769$ ).

Система (1) после замены переменных

$$X = S W \sigma_1,$$

где  $\sigma_1 = E_0 / (L \gamma (\lambda_r^2 + \lambda_i^2))$ ;  $\gamma = \lambda_i / \lambda_r$ ;  $S = \begin{vmatrix} a_{11} - \lambda_r & -\lambda_i \\ a_{21} & 0 \end{vmatrix}$ , сводится к отображению

$$W_k = D W_{k-1} + V_k; \quad (2)$$

$$W_k = \begin{vmatrix} w_{k1} \\ w_{k2} \end{vmatrix}; \quad D = e^{\lambda_r a} \begin{vmatrix} \cos(\lambda_i a) & -\sin(\lambda_i a) \\ \sin(\lambda_i a) & \cos(\lambda_i a) \end{vmatrix};$$

$$V_k = e^{\lambda_r k} \begin{vmatrix} e^{\lambda_{rk}^+} [\sin(\lambda_i a) - \gamma \cos(\lambda_i a)] + \gamma \cos(\lambda_{ik}^-) - \sin(\lambda_{ik}^-) \\ -e^{\lambda_{rk}^+} [\cos(\lambda_i a) + \gamma \sin(\lambda_i a)] + \gamma \sin(\lambda_{ik}^-) + \cos(\lambda_{ik}^-) \end{vmatrix};$$

$$\lambda_{rk}^- = \lambda_r a (1 - z_k); \quad \lambda_{ik}^- = \lambda_i a (1 - z_k);$$

$$\lambda_{rk}^+ = \lambda_r a z_k; \quad \lambda_{ik}^+ = \lambda_i a z_k.$$

Здесь  $z_k = t_k / a - k + 1$  — коэффициент заполнения импульса, где  $t_k$  — момент окончания импульса в пределах тактового интервала  $(k-1)a < t < ka$ ,  $k=1, 2, \dots$

Выражение для вычисления  $z_k$  записывается как

$$\varphi_k(z_k) = \xi(\sigma_1 S W(t_k); t_k) = \alpha(U_y - \sigma_2 w_1(t_k)) - U_0 - U_{оп} z_k, \quad (3)$$

где

$$w_1(t_k) = e^{\lambda_{rk}^+} [\cos(\lambda_{ik}^+) w_{1k-1} - \sin(\lambda_{ik}^+) w_{2k-1}] + e^{\lambda_{rk}^+} \sin(\lambda_{ik}^+) + \gamma [1 - e^{\lambda_{rk}^+} \cos(\lambda_{ik}^+)], \quad \sigma_2 = \beta \sigma_1 a_{21}.$$

Коэффициент заполнения  $z_k$  рассчитывается по алгоритму [3]:

$$z_k = \begin{cases} 0, & \varphi_k(0) \leq 0; \\ 1, & \varphi_k(0) > 0, \quad \varphi_k(1) \geq 0; \\ z_{k*}, & \varphi_k(0) > 0, \quad \varphi_k(1) < 0, \end{cases} \quad (4)$$

где  $z_{k*}$  — наименьший корень уравнения  $\varphi_k(z_k) = 0$ .

2. Анализ картины ветвления. Приводимые ниже результаты о картине ветвления получены как и в [3] на основе сочетания метода установления и метода расчета периодических решений, основанного на идеях работы [3].

Период  $T$  периодического решения системы (1) в общем случае является кратным периоду квантования  $T = ma$ . Следуя [3], решение с таким периодом будем называть  $m$ -циклом [8–10].

Пусть  $W_{ck}$  —  $m$ -цикл, т.е. последовательность

$W_{ck}$ ,  $k=1, \dots, m$ , связанных зависимостью

$$W_{ck} = \Psi(W_{c(k-1)}; z_{ck}), \quad k=1, \dots, m, \\ W_{c0} = W_{cm}, \quad z_{ck} = z_{c(k+m)}. \quad (5)$$

Задача поиска  $m$ -цикла сводится к нахождению коэффициентов заполнения  $z_{ck}$ ,  $k=1, \dots, m$  [3].

Последовательно используя рекуррентное соотношение (2), по аналогии с тем как это делалось в [3], и условие периодичности  $W_0 = W_m$ , получаем

$$W_k = D^k W_0 + \sum_{i=1}^k (D^{k-i} V_i), \\ W_0 = (E - D^m)^{-1} \sum_{i=1}^m (D^{m-i} V_i). \quad (6)$$

Здесь  $E$  — единичная матрица.

Подставляя выражение для  $W_{k-1}$ , полученное из (6), в (3) и учитывая (4), имеем систему трансцендентных уравнений относительно  $z_1, \dots, z_m$  [3]:

$$\varphi_k(z_1, \dots, z_m) = \mu_k(z_k);$$

$$\mu_k(z_k) = \begin{cases} 0, & 0 < z_k < 1; \\ > 0, & z_k < 1; \\ < 0, & z_k = 0, \quad k=1, 2, \dots, m. \end{cases}$$

Изложенный здесь алгоритм позволяет находить как устойчивые, так и неустойчивые периодические движения.

Локальная устойчивость  $m$ -цикла определяется собственными числами (мультипликаторами)  $\rho_k$ ,  $k=1, 2$  основной матрицы  $F$ , являющимися корнями уравнения

$$\det(F - \rho E) = 0.$$

Для исследования локальной устойчивости  $m$ -цикла, как обычно, возмущенное решение представим в виде  $W_k = W_{ck} + \varepsilon_k$ .

Подставляя  $W_k = W_{ck} + \varepsilon_k$  в (5) и линеаризуя относительно малых возмущений  $\varepsilon_k$ , найдем

$$\varepsilon_k = \frac{\partial W_{ck}}{\partial W_{c(k-1)}} \varepsilon_{k-1} = F_k \varepsilon_{k-1}.$$

Здесь

$$F_k = \frac{\partial \Psi(W_{c(k-1)}, z_{ck})}{\partial W_{c(k-1)}} + \frac{\partial \Psi(W_{c(k-1)}, z_{ck})}{\partial z_{ck}} \left| \frac{\partial z_{ck}}{\partial W_{c(k-1)}} \right| T,$$

где

$$\frac{\partial \Psi(W_{c(k-1)}, z_{ck})}{\partial W_{c(k-1)}} = D; \quad \frac{\partial \Psi(W_{c(k-1)}, z_{ck})}{\partial z_{ck}} = \frac{\partial V_k(z_{ck})}{\partial z_{ck}}.$$

Компоненты вектора  $\partial z_{ck}/\partial W_{c(k-1)}$  находятся дифференцированием неявной функции  $\varphi_k(z_k)=0$ :

$$\frac{\partial \varphi_k}{\partial z_{ck}} \frac{\partial z_{ck}}{\partial W_{ic(k-1)}} + \frac{\partial \varphi_k}{\partial W_{ic(k-1)}} = 0, \quad i=1, 2.$$

Основная матрица  $F$  определяется как

$$F = \prod_{i=1}^m F_{m+1-i}.$$

Необходимо отметить, что рассматриваемые далее результаты даются применительно к исходным физическим переменным  $X=SW\sigma_1$ .

Особенности перехода от одного вида движения к другому при вариации параметра  $\alpha$  качественно поясняет бифуркационная диаграмма, представленная на рис. 2. Параметры бифуркаций приведены в таблице. Обнаружены три ветви (см. рис. 2). Ветвь 1, которая начинается с 1-цикла назовем основной (см. рис. 2,а и таблицу). При  $\alpha_1^{(1)} \approx 60,625$  1-цикл теряет устойчивость и возникает цикл с удвоенным периодом. Здесь верхний индекс указывает на  $m$ , а нижний — на номер ветви. Параметр  $\alpha_1^{(1)} \approx 60,625$ , соответствующий потере устойчивости 1-цикла и возникновению 2-цикла называется бифуркационным или параметром мягкого возбуждения 2-цикла. Следующая бифуркация удвоения периода происходит при  $\alpha_1^{(2)} \approx 81,0075$ . Возникающий здесь 4-цикл локально устойчив до  $\alpha_1^{(4)} \approx 84,209931$ . Далее потеря устойчивости 4-цикла сопровождается мягким возникновением 8-цикла и т.д. При этом интервалы значений параметра  $\alpha$  между двумя последовательными бифуркациями в пределах указанной ветви неограниченно убывают.

| $m$      | $\alpha_1^{(m)}$   | Значение $\alpha_1^{(m)}$ | $m$      | $\alpha_2^{(m)}$  | Значение $\alpha_2^{(m)}$ |
|----------|--------------------|---------------------------|----------|-------------------|---------------------------|
| 1        | $\alpha_1^{(1)}$   | 60,625                    | 3        | $\alpha_2^{(3)}$  | 34,5486975                |
| 2        | $\alpha_1^{(2)}$   | 81,0075                   | 3        | $\alpha_2^{(3)}$  | 63,355                    |
| 4        | $\alpha_1^{(4)}$   | 84,209931                 | 6        | $\alpha_2^{(6)}$  | 72,82639                  |
| 8        | $\alpha_1^{(8)}$   | 84,9611759                | 12       | $\alpha_2^{(12)}$ | 74,661111                 |
| 16       | $\alpha_1^{(16)}$  | 85,12582562               | 24       | $\alpha_2^{(24)}$ | 75,0606466                |
| 32       | $\alpha_1^{(32)}$  | 85,162829443              | 48       | $\alpha_2^{(48)}$ | 75,14591474               |
| 64       | $\alpha_1^{(64)}$  | 85,1705611394             | 96       | $\alpha_2^{(96)}$ | 75,164181661              |
| 128      | $\alpha_1^{(128)}$ | 85,17220651343            | $\infty$ | $\alpha_2^{(s)}$  | 79,5                      |
| $\infty$ | $\alpha_1^{(s)}$   | 87,75                     |          |                   |                           |

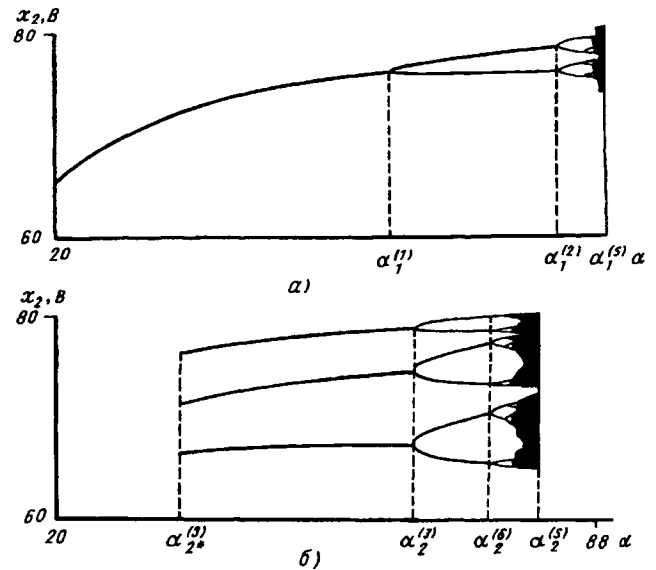


Рис. 2

Параметры бифуркаций  $\alpha_1^{(1)}$ ,  $\alpha_1^{(2)}$ ,  $\alpha_1^{(4)}$ ,  $\alpha_1^{(8)}$ , ... сходятся к некоторому предельному значению  $\alpha_1^{(*)}$ , отвечающему хаотическому движению. Это так называемая точка сгущения. Здесь удалось проследить за восемью бифуркациями удвоения. При  $\alpha > \alpha_1^{(128)}$  устойчивые циклы численно не обнаруживаются, и движения носят апериодический характер. Параметр  $\alpha_1^{(*)} \approx 85,1722065134387$  отвечает точке сгущения основной ветви. В пределах указанной ветви имеет место непрерывность периодических движений по параметру  $\alpha$ . Таким образом основная ветвь образуется вследствие множественных бифуркаций с удвоением периода:  $a \rightarrow 2a \rightarrow 4a \rightarrow 8a \dots$  и существует до  $\alpha = \alpha_1^{(s)} \approx 87,75$ .

Все другие ветви возникают как режимы с жестким возбуждением. Вторая ветвь начинается с 3-циклового движения, которое жестко возникает при  $\alpha_2^{(3)} \approx 34,5486975$  (см. рис. 2,б, таблицу). Затем при  $\alpha > \alpha_2^{(3)}$  от 3-цикла ответвляются два 3-цикла — один из которых устойчивый, а другой неустойчивый.

Потеря устойчивости 3-цикла при  $\alpha_2^{(3)} \approx 63,355$  сопровождается мягким возникновением 6-цикла, который устойчив до  $\alpha_2^{(6)} \approx 72,82639$  и т.д.:  $3a \rightarrow 6a \rightarrow 12a \dots$ . Последовательность бифуркационных значений параметров сходится к точке сгущения второй ветви  $\alpha_2^* \approx 75,164181661$ . Вторая ветвь существует в диапазоне  $\alpha_2^{(3)} < \alpha < \alpha_2^{(s)} \approx 79,5$ .

Третья ветвь начинается с 4-цикла, который жестко возникает при  $\alpha \approx 28,55$  и устойчив в пределах ранее указанного диапазона  $28,55 < \alpha < 100$ . В табл. 1 и рис. 2 третья ветвь не показана.

Параметры бифуркаций определялись по мультипликаторам  $\rho_k$ ,  $k=1, 2$  основной матрицы. При

вариации параметра  $\alpha$  один из мультипликаторов ( $\rho_k, k=1, 2$ )  $2^{i-1}m$ -цикла пересекает границу круга единичного радиуса, где  $m$  — период периодического движения, с которого начинается ветвь, а  $i$  — номер бифуркации удвоения. Параметр  $\alpha$ , отвечающий  $\rho_k = -1$ , является точкой бифуркации удвоения периода или параметром мягкого возникновения  $2^i m$ -цикла. Для иллюстрации на рис. 2 приведены расчетные значения мультипликаторов  $\rho_k$  в зависимости от  $\alpha$  для последовательных бифуркаций удвоения периода а  $a \rightarrow 2a \rightarrow 4a$ .

На рис. 3 в критической точке  $\alpha_1^{(1)}$ , отвечающей потере устойчивости 1-цикла, мультипликатор  $\rho_2$  обращается в минус единицу. Одноцикловое движение при  $\alpha > \alpha_1^{(1)}$  продолжает существовать как неустойчивое, а вблизи  $\alpha \approx 60,625$  возникает цикл с удвоенным периодом ( $m=2$ ), причем в критической точке мультипликатор  $\rho_1$  2-цикла равняется единице, а  $|\rho_2| < 1$ . В области  $61,623 < \alpha < 79,426$  мультипликаторы становятся комплексно-сопряженными  $\rho_{1,2} = \rho_r \pm j\rho_i$ . В бифуркационной точке  $\alpha_2^{(2)}$  мультипликатор  $\rho_2$  2-цикла обращается в минус единицу и т.д. (см. рис. 3). Аналогичная картина имеет место и для второй ветви, которая начинается с 3-цикла.

В статьях [3, 4] было показано, что хао-

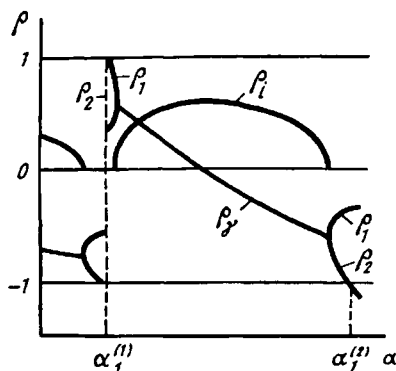


Рис. 3

тическая динамика может возникнуть (одна из возможных причин) если:

1) существует множество локально устойчивых периодических движений;

2) величина помехи превосходит радиусы областей притяжения этих движений.

При этом остался не изученным вопрос об определении областей притяжения. Частные результаты расчета их радиусов приведены в [3], где были изложены некоторые предположения относительно структуры разбиения пространства  $(X, t)$  на области притяжения устойчивых движений (см. также [8, 9, 10]: в некоторых областях изменения параметров она может быть довольно простой, а в других — необычно сложной. Ниже приводятся соответствующие исследования. Решение этой задачи приведет к более глубокому пониманию причин

возникновения различных движений.

3. Анализ областей притяжения. Пусть  $X_c(t)$  — периодическое движение с периодом  $T=ma$  ( $m$ -цикл) динамической системы (1):

$$dX/dt = G(t, X), \quad G(t, X) = AX + BK_F(\xi).$$

Пусть  $X$  — возмущенное движение, т.е.  $X = X_c + \varepsilon$ . Совокупность  $t_0, X_0$  в пространстве  $(X, t)$ , для которых решение задачи Коши

$$d\varepsilon/dt = G(t, X_c + \varepsilon) - G(t, X_c), \quad \varepsilon(t_0) = X_0 - X_c(t_0),$$

$$X_0 = X(t_0)$$

обладает свойством

$$\lim \|\varepsilon(t)\| \rightarrow 0, \quad t \rightarrow \infty,$$

назовем областью притяжения периодического движения  $X_c(t)$  [3, 8, 9, 10] и обозначим  $\theta_m$ .

Построение области  $\theta_m$  является сложной задачей. В работе [9] обсуждаются возможные при этом подходы. Однако построение конкретного алгоритма требует преодоления значительных трудностей. Алгоритм расчета области притяжения разработан автором самостоятельно. Анализ областей притяжения проводился на стробоскопированной фазовой плоскости (см. [9] и цитируемую там литературу).

Для этого множество начальных значений  $X_0$  отображения выбиралось на секущей (в [9] названа фазовым сечением), соответствующей некоторой плоскости пространства  $(X, t)$  в момент  $t=t_0$ , а последовательности отображенных точек получались проекцией на ту же плоскость точек фазовой траектории динамической системы (1) в моменты времени  $t=t_0+(k-1)a, k=1, 2, \dots$

$$X_k = \text{Exp}(Aa)X_{k-1} + [\text{Exp}(A(1-z_k)a) + \text{Exp}(A(z_0-z_{k+1})a) - \text{Exp}(Aa) - \text{Exp}(Az_0a)]X_s,$$

$$X_0 = X(t_0), \quad X_k = X(t_0+ka), \quad z_0 = t_0/a, \quad 0 \leq z_0 \leq 1$$

$$(0 \leq t_0 \leq a), \quad 0 < z_k < (1-z_0), \quad 0 < z_{k+1} < z_0.$$

Здесь

$$z_k = \begin{cases} 0, & \varphi_k(0) \leq 0; \\ \rightarrow \varphi_k(z_k)=0, & \varphi_k(0) > 0, \quad \varphi_k(1-z_0) < 0; \\ 1-z_0, & \varphi_k(0) > 0, \quad \varphi_k(1-z_0) > 0, \end{cases}$$

$$\varphi_k(z_k) = \alpha \{ U_y - \beta E_u^T [\text{Exp}(A z_k a) X_{k-1} + [E - \text{Exp}(A z_k a)] X_s ] - U_0 - U_{\text{оп}}(z_k + z_0), \quad E_u^T = |0 \ 1|;$$

$$z_{k+1} = \begin{cases} 0, & \varphi_{k+1}(0) \leq 0; \\ \rightarrow \varphi_{k+1}(z_{k+1})=0, & \varphi_{k+1}(0) > 0, \quad \varphi_{k+1}(1) < 0; \\ z_0, & \varphi_{k+1}(0) > 0, \quad \varphi_{k+1}(z_0) > 0, \end{cases}$$

$$\varphi_{k+1}(z_{k+1}) = \alpha \{ U_y - \beta E_u^T [\text{Exp}(A(1+z_{k+1}-z_k-a)) X_{k-1} + [\text{Exp}(A(1+z_{k+1}-z_k-z_0)a)) -$$

$$- \text{Exp}(A(1 + z_{k+1} - z_0)a)) + E - \text{Exp}(A z_{k+1} a)] \times \\ \times X_s] \} - U_0 - U_{\text{оп}} z_{k+1}.$$

Задача выделения области  $\theta_m$  при таком подходе сводится к построению областей  $\theta_m(t_0)$  в отдельных сечениях  $(X, t)$ , соответствующих моментам  $t_0$ , изменяемых в пределах  $0 \leq t_0 \leq a$  с достаточно малым шагом  $h$ :  $\theta_m = \{\theta_{mi} = \theta_m(t_{0i}), t_{0i} = ih, i = 1, 2, \dots, M\}$ .

В области  $0 < \alpha < 28,55$  1-цикл является единственным. Здесь область притяжения 1-цикла совпадает с пространством  $(X, t)$ . В этом случае стационарное движение с  $m=1$  абсолютно устойчиво (устойчиво в целом) и имеет место стабильное функционирование преобразователя. Естественно, понятие стабильности нуждается в уточнении. Это уточнение дается в заключительной части работы. В области  $28,55 < \alpha < 34,5486975$  существуют два устойчивых движения с разными характеристиками: 1-цикл и 4-цикл. Пространство  $(X, t)$  разбивается на области притяжения 1-цикла и 4-цикла. На рис. 4 приведены результаты построения для начального момента времени  $t_0=0$  при  $\alpha=33$ .

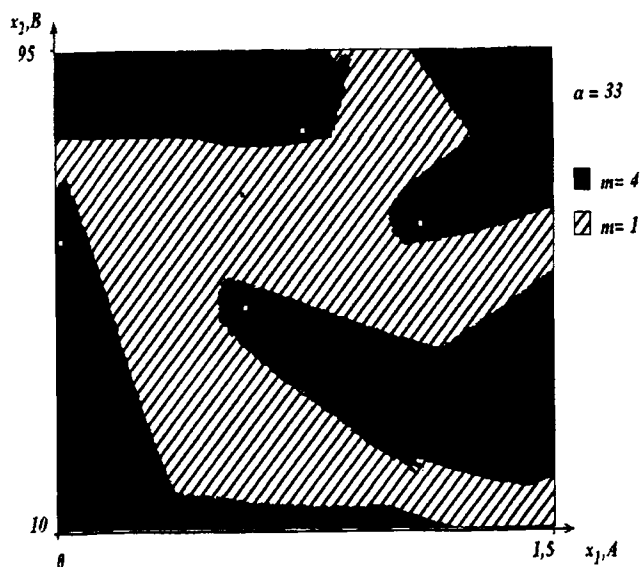


Рис. 4

При  $\alpha > 34,5586975$  происходит жесткое возникновение 3-цикла (рис. 2,б). На рис. 5, 6, 7, 8 изображены результаты построения областей притяжения в стробоскопированной фазовой плоскости для четырех начальных моментов  $t_0=0, a/5, 2a/5, 3a/5$  (соответственно  $z_0=0, 0,2, 0,4, 0,6$ ) при  $\alpha=0,45$ . Пространство  $(X, t)$  разбивается на три области, отвечающим, соответственно, 1-, 3-, 4-циклами. Далее в результате серий бифуркаций удвоения периода область притяжения 6-цикла непрерывно возникает из области 3-цикла, а 12-цикла — из области притяжения 6-цикла и т.д.

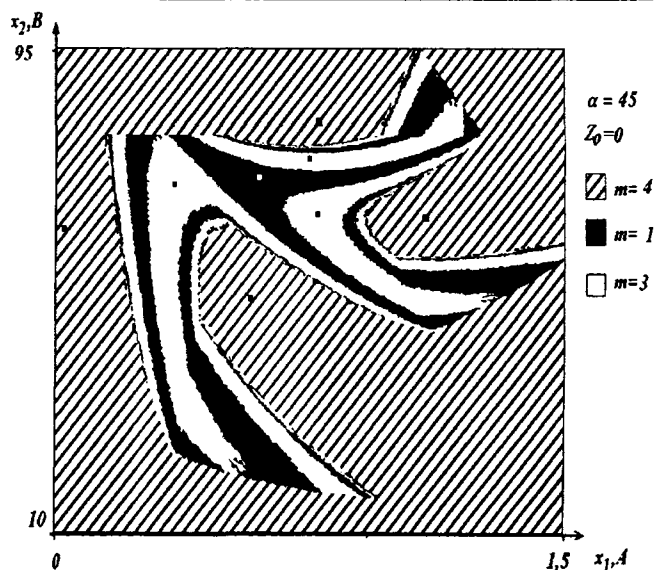


Рис. 5

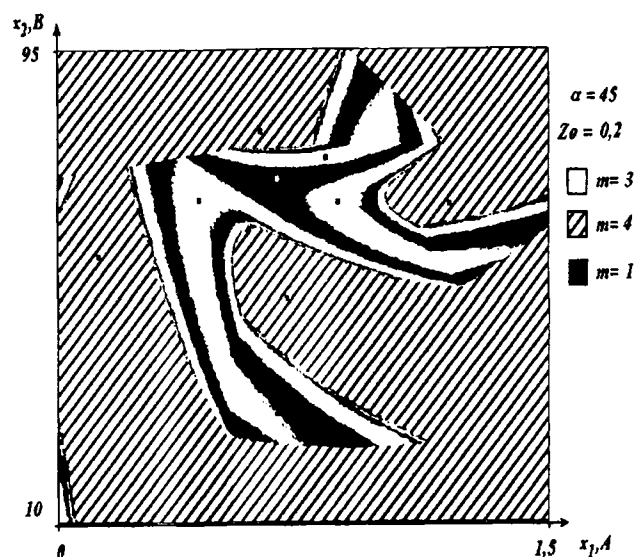


Рис. 6

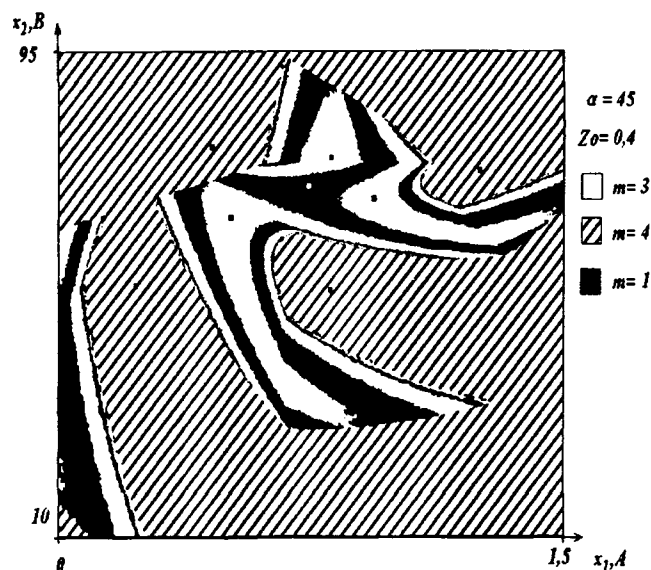


Рис. 7

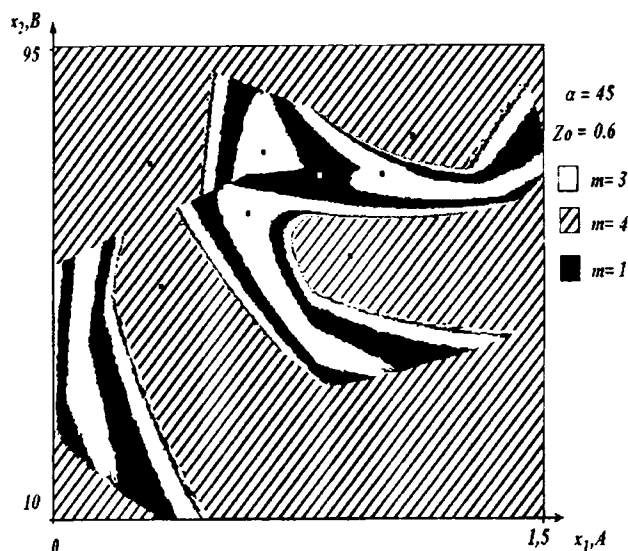


Рис. 8

При  $\alpha > \alpha_2^{(s)}$  хаотический режим исчезает и имеет место детерминированная динамика. Здесь пространство  $(X, t)$  разбивается на две области: 4-цикла и область притяжения  $m$ -цикла первой ветви.

При  $\alpha > \alpha_1^{(1)}$  ( $\alpha_1^{(1)} \approx 60,625$ ) мягко рождается 2-цикл, а его область притяжения непрерывно возникает из области притяжения 1-цикла. Затем дальнейшие бифуркации удвоения периода приводят к аналогичной смене качественных картин разбиения пространства  $(X, t)$  на области притяжения. С целью иллюстрации динамики таких переходов на рис. 9 приведена структура такого разбиения, рассчитанная при  $t_0 = 0$  для  $\alpha = 70$ , где наряду с 4-циклом существуют 2-цикл и 6-цикл, которые возникают соответственно из 1-цикла и 3-цикла через бифуркацию удвоения. Начиная с  $\alpha > \alpha_2^{(s)}$  имеет место единственное движение в виде 4-цикла. Здесь 4-цикловое движение

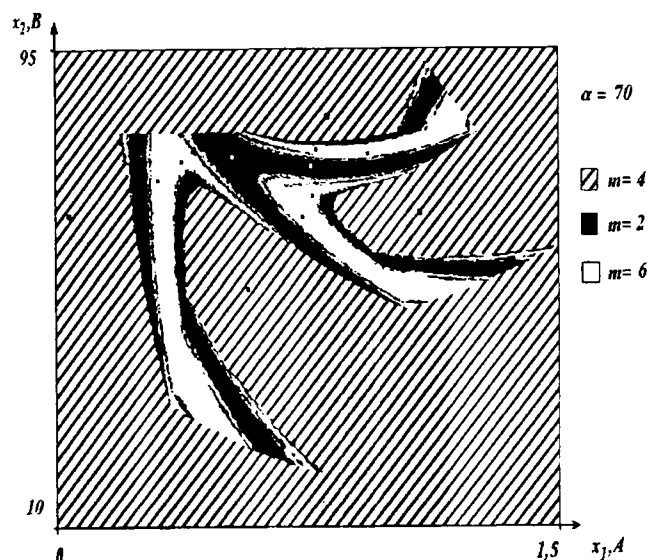


Рис. 9

абсолютно устойчиво.

Расчеты показали, что с ростом  $m$  картина разбиения пространства  $(X, t)$  на области притяжения усложняется. Области притяжения устойчивых движений приобретают необычно сложную и «тонкую» структуру. Из рис. 5–9 видно, что фазовое сечение разбивается на большое число неодносвязных областей. Обращает на себя внимание и сложность границ, разделяющих области. Расположения неподвижных точек притягивающих циклов на рис. 4–9 выделены точками. При больших значениях  $m$  области притяжения становятся очень узкими.

**Заключение.** Проведенный анализ динамики преобразователя позволяет сделать некоторые обобщения [см. также [5)], касающиеся практических приложений результатов исследований.

А) В диапазоне  $0 < \alpha < 28,55$  существует единственное устойчивое движение в виде 1-цикла (тщательно проведенные исследования области притяжения не привели к обнаружению неединственности  $m$ -циклов). Единственность этого движения лишь гарантирует динамику преобразователя именно в этом режиме, но, очевидно, не обеспечивает желаемых рабочих характеристик.

Б) В области  $28,55 < \alpha < 85,17220651343$  наблюдается неединственность периодических движений. В результате здесь реализуется один из устойчивых  $m$ -циклов в зависимости от попадания начальных условий в их область притяжения (рис. 4–9). При наличии случайных помех возможны либо хаотическая динамика, либо катастрофический переход от детерминированной к хаотической и обратной [4]. Исследования динамики преобразователя в зависимости от соотношения радиусов областей притяжения  $m$ -циклов и величины помех показали, что это действительно так. Здесь не приводятся численные эксперименты (они полностью подтверждают данные [3, 4]) ввиду очевидности их результатов и расчеты радиусов областей притяжения  $m$ -циклов.

В) В области  $85,172 < \alpha < \alpha_1^{(s)}$  наряду с 4-циклом имеется хаотическая динамика, а в области  $75,2 < \alpha < \alpha_2^{(s)}$  — одновременно существуют циклы с периодами  $m=2$ ,  $m=4$  и хаотическое движение. Появление хаотических движений в указанных диапазонах изменения  $\alpha$  объясняется попаданием начальных условий в область притяжения многоцикловых движений с малым радиусом внутренней области притяжения. Этот вывод был сделан в [4] на основе результатов анализа свойств одномерного отображения Фейгенбаума, где были получены количественные оценки и обобщены для динамики преобразователя. Здесь в условиях случайных помех возможно чередование двух крайних типов движений — детерминированного и хаотического.

Работа преобразователя в области неединственности движений является нецелесообразной. Здесь динамика преобразователя длительное время может носить детерминированный характер с нужными динамическими характеристиками, однако по причине возможных вариаций параметров и в условиях помех возможны катастрофические явления, проявляющиеся в скачкообразном изменении характера движения. Следствием последних является не только значительное ухудшение режимов функционирования и характеристик, но и непредсказуемые катастрофические отказы.

Без учета указанных свойств в процессе проектирования всегда имеет место неопределенность в ответе на вопрос — как будет вести себя динамическая система в процессе эксплуатации.

Решение проблемы качественного проектирования проектирования преобразовательных устройств связано с понятиями нормальных и аномальных структур. Указанные понятия и один из важных критериев качества проектирования — стабильность, впервые введены В.С. Баушевым [5] как обобщение результатов работ [3, 4].

Поясним смысл этих понятий (см. также [5]).

Пусть  $P$  — параметры, обеспечивающие нужные динамические характеристики, т.е. удовлетворяющие требованиям оптимальности динамики проектируемого объекта, определяемым данными технического задания. Пусть  $\Pi$  — пространство варьируемых параметров, и пусть  $\Pi_0 \subset \Pi$  — подпространство, обладающее свойствами [5]:

а)  $P \in \Pi_0$ ;

б) имеет место непрерывность периодических движений по параметрам.

Подпространство  $\Pi_0$  называется основным [5].

Пусть  $\Pi_j \subset \Pi$ ,  $j=1, 2, \dots$  — подпространства, обладающие свойствами непрерывности динамических состояний по параметрам.

Например, для преобразователя:  $\Pi_0 = \{0 < \alpha < \alpha_1^*\}$ ;  $\Pi_1 = \{34,5486975 < \alpha < \alpha_2^*\}$ ;  $\Pi_2 = \{28,55 < \alpha < 100\}$ .

Если

$$\Pi_0 \cap (\cup_j \Pi_j) = \emptyset, \quad (7)$$

то структура называется нормальной [5].

Условие (7) обеспечивает единственность движений для всех  $P \in \Pi_0$ . Очевидно, что структура преобразователя является аномальной, так как

$$\Pi_0 \cap \Pi_1 \neq \emptyset; \quad \Pi_0 \cap \Pi_2 \neq \emptyset.$$

Выделим основное отличие нормальных структур от аномальных. Пусть спроектированный объект функционирует в условиях случайных помех. В реальных условиях всегда происходят как малые, так и значительные изменения параметров. При этом изменения параметров могут быть как обратимыми, так и необратимыми. В

объектах с аномальной структурой при непрерывном изменении параметров в пределах основной ветви возможен катастрофический переход от одного динамического движения к другому, в частности от детерминированной динамики к хаотической. В нормальных структурах при непрерывном изменении параметров динамические состояния меняются непрерывно.

При выбранных параметрах  $P \in \Pi_0$  имеет место стабильное функционирование объекта, если:

а) структура нормальна;

б) радиус внутренней области притяжения достаточно велик по отношению к величине помехи.

Первое условие обеспечивает невозможность катастрофических явлений из-за отсутствия других движений (движение абсолютно устойчиво), а второе — невозможность усиления хаотизации динамической системы в условиях действия возмущающих факторов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Демирчян К.С., Бутырин П.А., Савицкий А. Стохастические режимы в элементах и системах электроэнергетики. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 3.
2. Жуйков В.Я., Леонов А.О. Хаотические процессы в электротехнических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1991, № 1.
3. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием. — Электричество, 1992, № 8.
4. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием. — Электричество, 1996, № 3.
5. Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Нормальные структуры устройств преобразования электрической энергии и автоматизация проектирования / Проблемы преобразования электрической энергии: Тезисы докл. междунар. конф. — М.: МЭИ; Ассоциация «АПЭМ», 1993.
6. Белов Г.А. Исследование колебаний в импульсном стабилизаторе напряжения вблизи границы устойчивости. — Электричество, 1990, № 9.
7. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах / О.А. Алейников, В.С. Баушев, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко. — Электричество, 1991, № 4.
8. Неймарк Ю.И., Ланда П.С. Стохастические и хаотические колебания. — М.: Наука, 1987.
9. Фейгин М.И. Вынужденные колебания систем с разрывными нелинейностями. — М.: Наука, 1994.
10. Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И. Введение в теорию нелинейных колебаний. — М.: Наука, 1987.

[20.03.96]

Автор: Жусубалиев Жаныбай Турсунбаевич окончил в 1982 г. конструкторско-технологический факультет Томского института автоматизированных систем управления и радиоэлектроники (ТИАСУР) (ныне Томская государственная академия систем управления и радиоэлектроники, ТАСУР). В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Система управления электродинамическим торможением тяговых двигателей скоростных электропоездов постоянного тока» в Томском политехническом институте (ныне Томский технический университет). Доцент кафедры вычислительной техники Курского государственного технического университета.

# Определение допустимых значений электромагнитных нагрузок для электромеханических преобразователей со спиральным вторичным элементом

ИСМАГИЛОВ Ф.Р., ХАЙРУЛЛИН И.Х., ЯНГИРОВ И.Ф.

Приведены результаты теоретического анализа допустимых значений электромагнитных нагрузок электромеханического преобразователя со спиральным электропроводящим элементом, получены и проанализированы выражения для расчета допустимых значений плотности тока и магнитной индукции.

Ключевые слова: электромеханический преобразователь, спиральный электропроводящий элемент, характеристики, теоретический анализ

Электромеханические преобразователи со спиральной вторичной системой используются в качестве привода механизмов при возбуждении в них крутильных колебаний. По сравнению с другими такие приводы особенно эффективны в системах, работающих в импульсном режиме, когда электромагнитные нагрузки достигают больших значений. Для обеспечения достаточной механической надежности преобразователя со спиральным вторичным элементом в импульсном режиме необходимо определить предельные значения магнитной индукции в воздушном зазоре  $B_z$  и плотность тока в спирали  $j$ , т.е. необходимо установить связь между электромагнитными нагрузками преобразователя и его геометрическими размерами и прочностными характеристиками материала спирали. При этом тяговые усилия, возникающие в спиральной пружине, не должны превышать допустимых напряжений  $[\sigma_d]$ , возникающих при изгибе ленты, образующей пружину, и нарушать форму спирали.

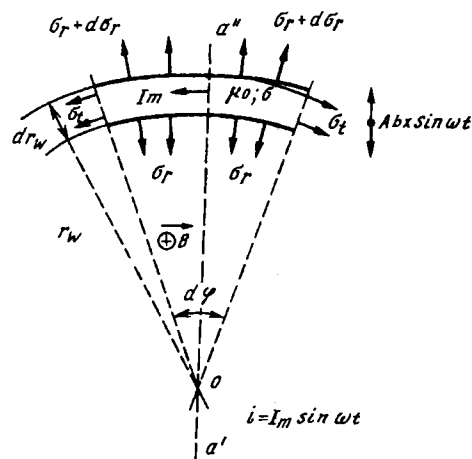
При решении задачи используются следующие допущения: магнитное поле в зазоре одномерное; магнитная проницаемость материала магнитопровода бесконечно большая; механический гистерезис отсутствует; модуль упругости изоляции проводника равен нулю; механическое трение между витками отсутствует. При решении спиральная пружина заменена геометрической моделью в виде последовательных круговых витков с сохранением геометрических размеров витка, шага и количества витков спирали, т.е. использован «метод приведения» [1, 4].

На рисунке изображена часть расчетной схемы спиральной пружины электромеханического преобразователя со спиральным вторичным элементом в режиме электродвигателя.

В результате преобразования уравнения свободного колебания спиральной пружины с учетом

Results of theoretical analysis allowable values of electromagnetic loads of an electromechanical converter with a spiral conducting element are given. Expressions for calculating allowable values of current density and magnetic induction are obtained and analysed.

Key words: electromechanical converter, spiral conducting element, characteristics, analysis



действующих сил получено соотношение для радиального перемещения  $W$ -го витка спирали:

$$\rho \frac{1-\mu^2}{E} \frac{\partial U_w}{\partial t} = \frac{\partial^2 U_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} \frac{\partial U_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w^2} U_w, \quad (1)$$

где  $E$  — модуль упругости Юнга;  $\mu$  — коэффициент Пуассона;  $\rho$  — плотность материала спирали;  $U_w$  — величина радиального перемещения;  $r_w$  — радиус  $W$ -го витка.

Для решения исходного уравнения (1) используются граничные условия: в точке крепления  $r_w=r_0$ , перемещение витка отсутствует  $U_w(r_0)=0$ , и в точке приведения спиральной пружины коэффициент формы колебания равняется единице  $U_w(R_0)=1$ , где  $R_0$  — внешний радиус спирали [1, 4].

Радиальное перемещение  $W$ -го витка спиральной пружины определяется как

$$U_w = \frac{U_w(1)}{2\pi M_{пр} \omega_0^2} I_m B_0 I K_{d1} \sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

где  $M_{пр}$  — масса приведенной пружины;  $\omega_0$  — собственная частота колебаний спирали;  $I_m$  — ток, протекающий по электропроводящей пружине;  $B_0$  — индукция в воздушном зазоре;



$l$  — длина пружины;  $K_{d1}$  — коэффициент динамической системы;  $\omega$  — частота тока;  $U_w(1)$  — форма колебаний спирали.

В [1] авторами приведено решение уравнения (1) методом Фурье, получено выражение формы колебания спиральной пружины в виде

$$U_w(1) = \sum_{w=1}^N \frac{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)}{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)}, \quad (3)$$

где  $I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)$  и  $N_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)$  — функции Бесселя первого и второго рода;  $k = \frac{(1-\mu^2)}{E}$ ;  $A = \frac{-I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)}{N_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)}$ .

Проведем анализ касательных и радиальных растягивающих напряжений, возникающих в каждом витке спирали при пропускании через нее переменного тока. Для этого воспользуемся соотношением Пуассона [6]. Вычисляя производную перемещения по радиусу спирали, используя правило дифференцирования функции Бесселя [5] и опуская промежуточные выкладки, получаем следующее соотношение для вычисления радиального растягивающего напряжения:

$$\sigma_{rw} = \frac{I_m B_0 l}{2\pi M_{np} \omega_0^2} \frac{K_{d1}}{k} - \frac{1}{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)} \times \\ \times \left\{ \omega_0 \sqrt{\rho k} [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] - \right. \\ \left. - \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}. \quad (4)$$

И соответственно для касательного напряжения имеем

$$\sigma_{tw} = \frac{I_m B_0 l}{2\pi M_{np} \omega_0^2} \frac{K_{d1}}{k} - \frac{1}{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)} \times \\ \times \left\{ \omega_0 \sqrt{\rho k} [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] - \right. \\ \left. - \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}. \quad (5)$$

Полное растягивающее напряжение, возникающее в спиральной моментной пружине:

$$[\sigma_0] = \frac{I_m B_0 l}{2\pi M_{np} \omega_0^2} \frac{K_{d1}}{k} - \frac{1}{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)} \times \\ \times \sqrt{\left\{ \sum_{w=1}^N \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}^2 + \rightarrow} \\ \rightarrow + \frac{1+\mu^2}{2} \left\{ \omega_0 \sqrt{\rho k} \sum_{w=1}^N [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}^2 \rightarrow$$

$$\rightarrow - (1-\mu) \sum_{w=1}^N \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \times \rightarrow \\ \rightarrow \times \sum_{w=1}^N \omega_0 \sqrt{\rho k} [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)]. \quad (6)$$

Из (6) получено соотношение, позволяющее выбирать предельные значения электромагнитных нагрузок с учетом всех геометрических и прочностных параметров электромагнитных преобразователей со спиральным вторичным элементом. При выборе способа задания крайних значений электромагнитных нагрузок не представляется возможным принимать крайними все факторы, влияющие на запасы прочности. Основная причина этого заключается в немонотонном характере влияния отдельных параметров на запасы прочности спиральной пружины. Поэтому для надежной работы преобразователя электромагнитные нагрузки выбираются с учетом следующего соотношения:

$$j_m B_0 < \frac{2\pi [\sigma_{kp}] M_{np} \omega_0^2}{\sqrt{2} a b l} \frac{k}{K_{d1}} \times \\ \times \frac{I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} R_0)}{\sqrt{\left\{ \sum_{w=1}^N \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}^2 + \rightarrow} \\ \rightarrow + \frac{1+\mu^2}{2} \left\{ \sum_{w=1}^N \omega_0 \sqrt{\rho k} [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \right\}^2 - \rightarrow} \\ \rightarrow - (1-\mu) \sum_{w=1}^N \frac{1-\mu}{r_w} [I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \times \rightarrow} \\ \rightarrow \times \sum_{w=1}^N \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w [I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w)] \quad (7)$$

где  $ab$  — поперечные размеры пружины;  $[\sigma_{kp}]$  — предельно допустимое напряжение, определяется величиной последствия пружины [7, 8];  $j_m$  — максимальная плотность тока в спирали.

Представляет интерес расчет выражения (7) для некоторых частных случаев.

1. Аргумент функции Бесселя — бесконечно малая величина. Пользуясь приближенными выражениями [5]:

$$I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) = \frac{\pi \omega_0^2 \rho k r_w^2 - 4A}{2\pi \omega_0 \sqrt{\rho k} - r_w}; \quad (8)$$

$$I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) = 1 + \frac{2}{\pi} A \ln \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w. \quad (9)$$

Используя формулу разложения Маклорена для малых аргументов логарифмической фун-

кции в случае  $0 < \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w \leq 2$  и опуская величины второго порядка малости преобразуем выражение (9) к виду

$$I_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) = 1 - \frac{2}{\pi} A + \frac{2}{\pi} A \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w. \quad (10)$$

После подстановки (7), (10) в (6) получаем:

$$j_m B_0 < \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \frac{[\sigma_0]}{E_{np}} \frac{M_{np} \omega_0^2}{K_{d1} abl} \frac{1}{1-\mu} \sum_{w=1}^N r_w \frac{R_0^2 + r_w^2}{r_0^2 + r_w^2} \frac{r_w}{R_0}, \quad (11)$$

где  $\frac{[\sigma_0]}{E_{np}} = \varepsilon$  — относительное удлинение пружины.

Далее для случая спирали с одним витком с учетом того, что длина пружины  $l = 2\pi R_0$  и приведенный момент инерции спиральной пружины  $J_z = M_{np} R_0^2$ , выражение (11) переписывается в виде

$$j_m B_0 < \frac{\sqrt{2} \pi}{1-\mu} \frac{1}{K_{d1}} \frac{1}{R_0^2 ab} \frac{[\sigma_0]}{E_{np}} \frac{J_z \omega_0^2}{2}. \quad (12)$$

Правая часть соотношения (12) определяет механический действующий момент пружины [7, 8] для этого частного случая. Известно, что собственная частота внешнего радиуса пружины равна [8]:

$$\omega_0 = 2\pi \frac{0,123}{R_0^2} b \sqrt{\frac{E_{np}}{\rho}} \quad (13)$$

и ее масса

$$M_{np} = 2\pi a R_0 b \rho. \quad (14)$$

После подстановки (13), (14) в (12) получим расчетное выражение, которое может быть использовано при проектировании преобразователя:

$$j_m B_0 < 2,123 \frac{1}{1-\mu} \frac{b^2}{R_0^3} \frac{[\sigma_0]}{K_{d1}}. \quad (15)$$

2. Аргумент функции Бесселя — бесконечно большая величина,  $\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w \rightarrow \infty$ . В предположении, что наружный диаметр спирали является наиболее опасным с точки зрения прочностных характеристик участком, достаточно рассмотреть случай одновитковой спирали для оценки допустимых значений электромагнитных нагрузок. Тогда, учитывая асимптотические разложения функции Бесселя для больших аргументов [5]

$$\left. \begin{aligned} I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) &= \sqrt{\frac{2}{\pi \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w}} \times \\ &\times \left[ \cos \left( \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w - \frac{\pi}{4} \right) - A \sin \left( \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w - \frac{\pi}{4} \right) \right]; \\ I_1(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) + AN_0(\omega_0 \sqrt{\rho k} r_w) &= \sqrt{\frac{2}{\pi \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w}} \times \\ &\times \left[ \cos \left( \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w - \frac{\pi}{4} \right) - A \sin \left( \omega_0 \sqrt{\rho k} r_w - \frac{\pi}{4} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

и подставляя (16) в (7), после некоторых ма-

тематических преобразований получаем в окончательном виде:

$$j_m B_0 < 2\pi \frac{[\sigma_0]}{E_{np}} \frac{M_{np} \omega_0^2}{abl} \sqrt{\frac{E_{np}}{\rho}} \frac{1}{K_{d1}} \sqrt{\frac{1}{1+\mu^2}}, \quad (17)$$

что совпадает по физической интерпретации с выражением для случая изгиба пластинок по цилиндрической поверхности [9].

*Пример.* Рассмотрим электромеханический преобразователь со спиральным вторичным элементом из бронзы марки БРОЦ-3, у которой  $[\sigma_0] = 1,5 \cdot 10^8$  Н/м<sup>2</sup>;  $\mu = 0,4$ ;  $ab = 1 \times 1$  (мм × мм);  $R_0 = 10 \cdot 10^{-3}$  м. Согласно [4] коэффициент динамически  $K_{d1} = 40$ .

После подстановки данных в (15) получим

$$j_m B_0 < 13,7 \text{ Тл} \cdot \text{А/мм}^2.$$

Введем коэффициент запаса прочности  $K_3 = 2$ , тогда

$$j_m B_0 < 6,85 \text{ Тл} \cdot \text{А/мм}^2,$$

т.е. при индукции магнитного поля в 1 Тл подводимый ток для данного сечения пружины (1 мм<sup>2</sup>) преобразователя, работающего в импульсном режиме, не должен превышать значения  $I_m = 6,85$  А.

Для проверки полученных результатов в лаборатории магнитных измерений Уфимского государственного авиационного технического университета были проведены экспериментальные исследования спиральных преобразователей различных геометрических размеров, в том числе спирали, рассмотренной в расчетном примере с предельными электромагнитными нагрузками в импульсном режиме. Спираль помещалась в магнитное поле и подключалась к батарее конденсаторов, разряд которых коммутировался специальным устройством со временем разряда  $t_p$  от 0,01 до 0,001 с в различных опытах.

Анализ результатов эксперимента показал, что полученные результаты в пределах точности эксперимента с учетом коэффициентов запаса  $K_3$  и динамичности  $K_{d1}$  подтверждают полученные аналитические выражения для расчета максимального значения  $j_m B$ . Так, эксперимент, со спиралью, рассмотренный в расчетном примере, при магнитном поле в 1 Тл показал, что остаточная деформация появляется при токе (8,2—8,8) А. Результаты эксперимента показывают, что есть возможность некоторого уменьшения коэффициента запаса прочности, принятого в расчетном примере равным  $K_3 = 2$ , и уточнения коэффициента динамичности  $K_{d1} = 40$ , выбранного по [4].

Полученные в работе расчетные соотношения могут быть полезны при предварительном ин-

женерном расчете электромеханических преобразователей со спиральным элементом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хайруллин И.Х., Янгиров И.Ф., Исмагилов Ф.Р. Вибрационный электромеханический преобразователь со спиральным вторичным элементом. — Электричество, 1995, № 11.
2. Патент № 2020697 РФ. Магнитоэлектрический преобразователь / И.Х. Хайруллин, Ф.Р. Исмагилов, И.Ф. Янгиров, Ю.Н. Никифоров. — Оpubл. в БИ, 1994, № 18.
3. Патент № 2028835 РФ. Устройство для возбуждения крутильных колебаний / И.Х. Хайруллин, Ф.Р. Исмагилов, И.Ф. Янгиров, Т.И. Хайруллин. — Оpubл. в БИ, 1995, № 5.
4. Тимошенко С.П. Прочность и колебания элементов конструкции. — М.: Наука, 1975.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Под ред. И.Г. Арамановича. — М.: Наука, 1984.
6. Монтгомери Д. Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов / Под ред. Н.Е. Алексеевского. — М.: Мир, 1971.
7. Мишин В.А., Белый М.И. Расчет собственных частот подвижных систем электроизмерительных приборов. — Изв. вузов. Приборостроение, 1977, № 7.
8. Мишин В.А., Люкумович А.Д. Проектирование спиральных магнитных пружин для электроизмерительных приборов. — Изв. вузов. Приборостроение, 1981, № 3.
9. Тихонов А.И. Показатели качества датчиков механических параметров. — Межвуз. сб. науч. тр. «Датчики систем измерения, контроля и управления». Тр. Пензинского политехнич. ин-та, 1986, вып. 1.

[28.03.96]

**Авторы:** Исмагилов Флюр Рашитович окончил электромеханический факультет Уфимского авиационного института (УАИ) в 1973 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование электромеханических демпферов с коническим ротором для управляемых амортизационных систем». Доцент кафедры «Электромеханика» Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ, ранее УАИ).

**Хайруллин Ирек Ханифович** окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института в 1963 г. В 1979 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Исследование электромагнитных демпфирующих элементов систем управления» в УАИ. Профессор кафедры «Электромеханика» УГАТУ.

**Янгиров Ильгиз Флюсович** окончил факультет авиационного приборостроения УАИ в 1988 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Электромеханический вибрационный преобразователь со спиральным вторичным элементом для систем управления». Ассистент кафедры «Электромеханика» УГАТУ.

## О повышении эксплуатационной надежности транзисторов и расширении области их применения<sup>1</sup>

ЩЕРБАКОВ С.А., АЛИЕВСКИЙ Б.Л.

Обоснован метод повышения стабильности и увеличения мощности транзисторов в эксплуатационных условиях. Экспериментально подтверждена эффективность режима жесткой электрической тренировки транзисторов с приблизительно 10-кратным превышением паспортного значения коллекторного тока. Режим рекомендован для стабилизации параметров транзисторов или интегральных схем и увеличения их эксплуатационной стойкости при длительной работе в условиях форсированной нагрузки. Рассмотрены некоторые аспекты расширения применений транзисторов в схемотехнике и силовой электронике.

**Ключевые слова:** транзистор, стабилизация параметров, жесткая электротренировка, ток коллектора, повышение нагрузки

**Введение.** К различным электронным устройствам предъявляются требования эксплуатаци-

*A generalized mathematical model of diffusion processes in monocrystal has been developed. A method for improving stability and increasing power in exploitation conditions is substantiated. The efficiency of hard electrical training of transistors with a collector current approximately 10 times higher when its nominal value has been experimentally confirmed. The regime is recommended for stabilizing transistor or integrated circuit parameters and improving their exploitation steadiness during long-term operation in conditions of forced loads. Some aspects of expansion of using transistors in scheme techniques and power electronics are considered.*

**Key words:** transistor, stabilization of parameters, hard electric training, collector current, load

онной надежности, стабильности параметров и помехоустойчивости в условиях высоких частот переключения и больших токовых нагрузок их элементов [1]. Существующие схемотехнические

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

решения и параметры силовых схем определяются характеристиками элементной базы, прежде всего транзисторов (Тр) как высокочастотных приборов [2, 3]. При современном уровне технологии производства Тр не достигаются одновременно высокие частотные свойства и повышенная нагрузочная способность. При эксплуатации транзисторных устройств с улучшенными частотными свойствами Тр, как правило, наблюдается понижение надежности из-за недостаточной стойкости при перегрузках, нестабильности параметров, сбоев в работе при наличии помех [4].

Дальнейший прогресс в создании высококачественных Тр возможен только на основе разработки и тщательного анализа математических моделей: технологических процессов производства Тр; эволюции внутренней структуры Тр в процессе их эксплуатации.

При эксплуатации надежность Тр определяется именно эволюцией их структуры к состоянию стабилизации или дестабилизации. Представление диффузии примесей в полупроводниковых материалах как процесса случайных блужданий атомов кристаллической решетки приводит к уравнению диффузионного процесса в виде

$$\frac{\partial c}{\partial t} = -\frac{\partial [A(x)c]}{\partial x} + \frac{\partial^2 [D(x)c]}{\partial x^2}, \quad (1)$$

где  $A(x)$  — коэффициент сноса;  $D(x)$  — коэффициент диффузии;  $c$  — концентрация примеси;  $x$  — координата, отсчитываемая от поверхности кристалла в глубь него;  $t$  — время.

Уравнение (1) по форме аналогично уравнению Фоккера—Планка (или уравнению Эйнштейна), которое известно из математической теории случайных процессов [5, 6]. Подобное уравнение использовано Дж. Маннингом [7] для исследования диффузии атомов в кристаллах. Нами проведен анализ уравнения (1), который позволил развить теорию диффузионных процессов в полупроводниковых приборах и получить ряд принципиально важных результатов, относящихся к их эволюции под воздействием эксплуатационных режимов.

Применительно к транзисторной структуре в процессе эксплуатации Тр, когда примеси не поступают извне и не испаряются из Тр (в отличие от технологического процесса в термической печи) стационарное решение уравнения (1) имеет вид

$$c(x)D(x) = \text{const}. \quad (2)$$

Соотношение (2) выполняется независимо для каждого из диффузانت (донорной и акцепторной примесей) в отдельности. В условиях существенно неравномерного нагрева Тр при их

эксплуатационных режимах выполнение (2) приводит к сильному искажению первоначального диффузионного профиля  $c=c(x)$  распределения концентрации примесей, образующих внутреннюю структуру Тр. При этом в окрестности коллекторного  $pn$ -перехода биполярных Тр стабильность достигаемой структуры обеспечивается выполнением условия

$$\frac{Q_d}{Q_a} = \frac{n_a \frac{\partial n_d}{\partial x}}{n_d \frac{\partial n_a}{\partial x}} = \text{const}, \quad (3)$$

где  $Q$ ,  $n$  — удельная энергия активации и концентрация донорной (индекс «д») или акцепторной (индекс «а») примесей.

Вблизи  $pn$ -перехода коллектор—база Тр практически имеют место одинаковые концентрации  $n_d=n_a$ , поэтому выражение (3) упрощается. Отношение  $Q_d/Q_a=m=\text{const}$  является фундаментальной физической постоянной, значение которой определяется только физико-химическими свойствами примесей [8], но никак не связано с конструкцией конкретного Тр или с режимами его эксплуатации. При существенно неравномерных нагревах соответствующие профили распределения концентраций  $n_d$ ,  $n_a$  достигаются самопроизвольно вблизи дефектов транзисторной структуры в процессе эксплуатации кремниевых Тр типа  $npr$  или германиевых Тр типа  $pnr$ . Германиевые Тр типа  $npr$  неустойчивы. Сверхстабильное состояние Тр  $npr$  типа на кремнии и  $pnr$  типа на германии) целенаправленно достигается посредством специального подготовительного режима, проведенного до начала их эксплуатации. Такой режим назван нами жесткой электрической тренировкой Тр.

**Жесткая электрическая тренировка.** Сущность данного режима заключается в сильном, например 10-кратном, превышении электрической мощности  $P_k$  и тока  $I_k$  коллектора над их максимальными паспортными значениями. Этот режим может применяться как для микросхем и маломощных Тр, так и для силовых Тр большой мощности, в том числе биполярных и полевых. В частности для Тр с паспортными данными  $P_{k\max}=10^2$  мВт,  $I_{k\max}=25$  мА соответствующие параметры жесткой тренировки составляют  $P_k=10^3$  мВт=1 Вт,  $I_k=250$  мА.

Эффективность жесткой тренировки подтверждена экспериментально. Цель проведения экспериментов состояла в проверке теоретических выводов из анализа соотношений (1)–(3). Тренировка пяти серийных образцов германиевых Тр марки П416А осуществлялась посредством многократного повторения циклов нагрева отдельного Тр коллекторным током в течение нескольких секунд с последующим отключением питания испытательной схемы и естественным

остыванием Тр до температуры окружающей среды. Ток  $I_K$  увеличивался дискретно от 20 до 400 мА ступенями по 20 мА. При двух значениях коллекторного напряжения  $U_K$ , равных 1,8 и 3,3 В, измерялись коэффициенты усиления Тр по постоянному  $\beta_+$  и переменному  $\beta_-$  току до и после тренировки.

Результаты опытов сведены в таблицу. Для всех Тр характерно сильное изменение  $\beta_+$  и  $\beta_-$  при некоторых критических значениях  $I_K$ , указанных в таблице. Эти значения индивидуальны для образцов Тр и находятся в пределах от 150 до 250 мА. В скобках приведены коэффициенты  $\beta_+$ ,  $\beta_-$ , измеренные до тренировки. После тренировочных режимов каждый Тр в контрольных экспериментах продолжительностью 10 ч нагружался током 300 мА, который на порядок превосходит допустимое паспортными ограничениями для П416А значение  $I_{K \max}$ . При этом Тр находился в неуправляемом состоянии теплового пробоя. После выключения коллекторной цепи и остывания Тр все его параметры, в том числе  $\beta_+$ ,  $\beta_-$ , восстанавливались на том уровне, который имели после жесткой электрической тренировки.

Основные данные режимов жесткой электрической тренировки для транзисторов типа П416А

| № испытательного образца | Критический ток тренировки $I_K$ , мА | Коэффициенты усиления Тр при напряжении $U_K$ , В |           |           |           |
|--------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------------------|-----------|-----------|-----------|
|                          |                                       | 1,8                                               |           | 3,3       |           |
|                          |                                       | $\beta_+$                                         | $\beta_-$ | $\beta_+$ | $\beta_-$ |
| 1                        | 230                                   | 44(62)                                            | 70(100)   | 54(60)    | 83(120)   |
| 2                        | 220                                   | 84(89)                                            | 105(118)  | 94(102)   | 118(148)  |
| 3                        | 170                                   | 54(67)                                            | 65(83)    | 64(80)    | 83(100)   |
| 4                        | 160                                   | 89(79)                                            | 91(110)   | 90(92)    | 105(120)  |
|                          | 180                                   | 86(79)                                            | 88(110)   | 91(92)    | 102(120)  |
| 5                        | 200                                   | 54(80)                                            | 74(105)   | 62(92)    | 80(125)   |

Анализ внутреннего теплового состояния Тр показывает, что при импульсных режимах работы кремниевых Тр в области микронного выброса фронта диффузии примеси происходят локальные (с характерным размером радиуса полусферы  $r \approx 10^{-6}$  м) нагревы с температурой  $T(r) \approx 10^3$  К. Согласно оценке по методике [8] возникающие в этой области термомеханические напряжения не достигают предела прочности кремниевого кристалла. Вследствие этого не могут появиться множественные дефекты в кристаллической структуре Тр, приводящие к нарушению его стабильного состояния, которое приобретает после жесткой электрической тренировки.

Данное положение подтверждено экспериментально. Группа Тр (см. таблицу) испытывалась в циклическом тренировочном режиме с коллекторным током  $I_K = \text{var}$ . Характерные результаты обработки большого числа опытов (на примере

одного из образцов Тр типа П416А) демонстрируются на рис. 1, где изображены импульсы тока  $I_K$  продолжительностью порядка 0,1 с и график изменения соответствующих значений коэффициента усиления  $\beta_+$  в функции номера импульса  $N$ . Между последовательными импульсами выдерживались паузы продолжительностью около 10 с (на рис. 1 не показаны), в течение которых Тр остывал. Стабильность уровня  $\beta_+$  практически достигнута после шести импульсов тока (см. рис. 1). При дальнейшем изменении  $I_K$  обеспечивается управляемость значением  $\beta_+$  и его стабилизация на другом (новом) уровне. Это свидетельствует об обратимости процесса жесткой тренировки. Варьируя ток тренировки  $I_K$ , можно как уменьшить  $\beta_+$  (при повышении  $I_K$ ), так и увеличивать  $\beta_+$  (при снижении  $I_K$ ). Выдержка времени между импульсами 9 и 10 составила 30 сут, по истечении которых свойства Тр остались стабильными. При эксплуатационных значениях коллекторного тока (около  $0,1 I_K$ ) и соответствующих им температурах стабильный уровень  $\beta_+$  не изменится в течение всего срока службы Тр.

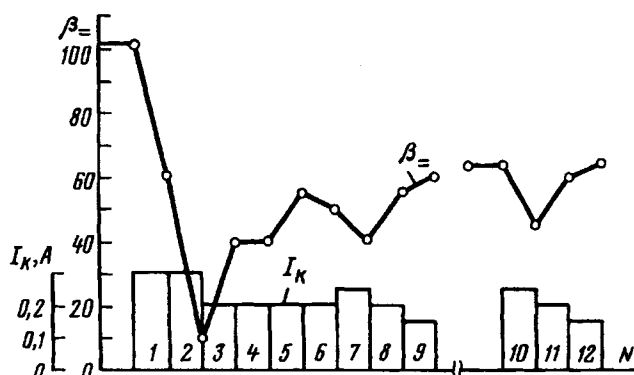


Рис. 1

Эти данные подтверждают высокую стабильность структурного состояния и параметров Тр в соответствии с развитой теорией. Проведение экспериментов на германиевых Тр не снижает общности выводов и рекомендаций. Качественно аналогичные итоги должны последовать из опытов с более мощными кремниевыми Тр, испытания которых подготавливаются. Изучение эффекта прокола базы и способов его предотвращения особенно актуально для мощных Тр: прокол наиболее часто служит причиной их повреждения и сдерживает расширение сферы применения таких Тр. Большой толщине базы порядка 10 мкм должны соответствовать повышенные значения тока тренировки, приходящиеся на один эмиттер многоэмиттерного Тр.

Полученные новые результаты в корне от-

личаются от известных из литературы сведений о мягкой длительной тренировке Тр, которую осуществляют при токах  $I_k \leq I_{k \max}$  в производственных условиях для ускоренных испытаний Тр на надежность [1].

**О расширении применений транзисторов.** Практическое значение исследования диффузионных процессов состоит в следующем. Подтвержденные экспериментально результаты теоретического анализа демонстрируют реальность радикального улучшения качества Тр посредством жесткой электрической тренировки, которая в процессе иницируемой ею термодиффузии формирует стабильную структуру Тр, устраняет дефекты его монокристаллической основы (микротрещины, дислокации и др.) и обеспечивает выход до 100% годных изделий на завершающем технологическом этапе производства Тр. Целенаправленные методы проектирования, технологии изготовления и тренировки открывают возможность применения Тр в экстремальных условиях эксплуатации при интенсивных неблагоприятных воздействиях внешней среды и окружающего оборудования (высокая температура, вибраций, электромагнитные помехи, различные виды облучения и др.), обуславливая стабильность параметров и характеристик Тр.

Достижимое на основе изложенных рекомендаций значительное повышение мощности Тр в существующих габаритах и создание сверхмощных Тр на токи длительного режима до нескольких килоампер позволяют расширить сферу применения транзисторных устройств преобразовательной техники для систем электропривода и электрогенерирования общепромышленного и транспортного назначения [9–11]. Улучшение качества Тр повышает их стойкость к большим перегрузкам по току в кратковременных режимах, обуславливает существенное уменьшение массы, габаритов теплоотводящих элементов (радиаторов) и энергозатрат на охлаждение [12]. Обеспечивается создание транзисторных устройств, не уступающих по надежности и долговечности собственно электроэнергетическому и электромеханическому оборудованию или превосходящих его по этим показателям.

Актуальна проблема повышения эксплуатационной стойкости Тр и интегральных схем для радиотехнической аппаратуры, информационно-вычислительной техники и систем автоматического управления. В этом плане достаточно указать, что на современном пассажирском авиалайнере типа Ил-96-300 установлено более 60 микроЭВМ в системах индивидуального контроля и управления важнейшими группами самолетных агрегатов и бортового оборудования, регулирования их рабочих процессов. Применение в этих

системах стабилизированных Тр и микросхем обуславливает: упрощение структуры соответствующих блоков вследствие уменьшения числа ступеней в усилительных каскадах, количества элементов и кратности резервирования в электронных цепях; повышение помехоустойчивости и устранение сбоев в работе с многократно увеличенным ресурсом.

В настоящее время основные разновидности силовых вентиляльных преобразователей (инверторов, выпрямителей, конверторов и др.) выполняются в большинстве случаев на тиристорах [9–11]. Рассмотренные факторы повышения мощности и эксплуатационной стойкости стабилизированных Тр позволяют расширить их применение в преобразовательной технике. Наряду с указанными выше достоинствами использование силовых Тр позволит реализовать более гибкие и энергетически выгодные алгоритмы управления преобразователями.

На рис. 2 приведена схема трехфазного силового транзисторно-диодного управляемого коммутатора-выпрямителя для вентиляльного генератора с возбуждением от постоянных магнитов. Выводы трехфазной обмотки якоря обозначены через *A*, *B*, *C*. Вместо нее в другом варианте схемы на входе выпрямителя может включаться вторичная обмотка трехфазного силового трансформатора. Транзисторы *VT1–VT6* управляются по цепи база–коллектор посредством широтно-импульсных преобразователей (блоки 1, 2, 3). Дополнительные диоды *VD1–VD6* предотвращают электрический пробой Тр обратными полуволнами переменного напряжения.

При выключении Тр магнитная энергия, запасенная в коммутационных индуктивностях фаз обмотки генератора (или трансформатора), преобразуется и отводится в конденсаторы *C1–C6*. Они в процессе заряда проводят ток, обусловленный ЭДС индуктивностей. В отсутствие конденсаторов при отсечке тока выключенным Тр могли бы возникнуть недопустимые для Тр пе-

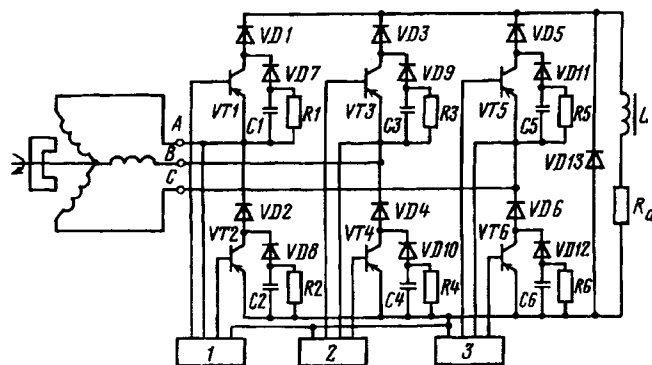


Рис. 2

ренапряжения. Накопленная в электрическом поле заряженных конденсаторов энергия рассеивается на разрядных резисторах  $R1-R6$ . Вспомогательные диоды  $VD7-VD12$  не допускают разряд  $C1-C6$  через цепи эмиттер-коллектор соответствующих Тр, которые во включенном состоянии имеют низкое внутреннее сопротивление, и ток разряда может превосходить допустимые для Тр значения. Диод  $VD13$  обеспечивает непрерывное протекание в цепи сопротивления  $R_d$  нагрузки тока, поддерживаемого запасом магнитной энергии в эквивалентной индуктивности  $L$  сглаживающего реактора и цепи нагрузки. В отсутствие  $VD13$  при широтно-импульсном управлении Тр возможны режимы прерывистого тока нагрузки, в которых под влиянием ЭДС самоиндукции реактора возникают перенапряжения, опасные для Тр.

Представленная на рис. 2 схема обладает следующими преимуществами (перед подобной схемой выпрямителя на тиристорах): расширяется диапазон регулирования напряжения при использовании широтно-импульсной модуляции; не требуется фиксированное начало отсчета угла управления, что затруднительно выполнить при нестабильной частоте переменного напряжения, например в автономных системах генерирования; обеспечивается устойчивая работа вентильных генераторов и трансформаторно-выпрямительных преобразователей в режимах холостого хода и малых нагрузок (например ниже тока удержания тиристора, который выключается); достигается высокое быстродействие, которое при пофазном переключении Тр обеспечивает практически отсутствие коммутационных углов и соответствующих участков в кривых выпрямленных напряжений и токов.

Вследствие малых сопротивлений цепей коллектор-эмиттер и высокого быстродействия Тр вентильная схема на Тр может иметь лучшие энергетические показатели, чем тиристорная, даже с учетом мощности потерь на сопротивлениях дополнительных и вспомогательных диодов в проводящем направлении, а также динамических потерь в Тр. При широтно-импульсном управлении улучшается форма кривой выпрямленного напряжения (по сравнению с формой кривой тиристорных выпрямителей с фазовым управлением), что упрощает схему и конструкцию сглаживающего фильтра, снижает его массу и габариты. По сравнению с известной схемой тиристорного выпрямителя [10, 11] недостатком схемы рис. 2 служит возрастание количества вентильных элементов.

На рис. 3 представлена схема двухфазного автономного инвертора на Тр вентильно-трансформаторного преобразователя с трехфазным вы-

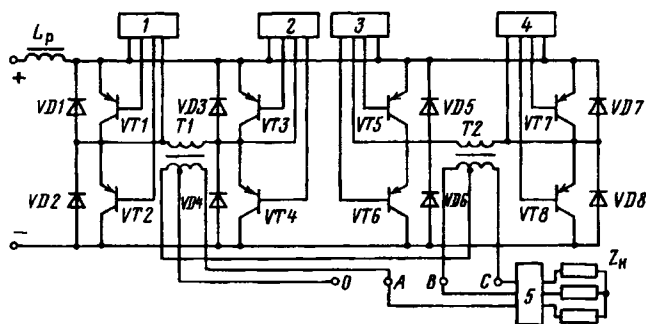


Рис. 3

ходом. Формирователи-усилители управляющих импульсов (блоки 1–4) задают алгоритм работы Тр ( $VT1-VT4$  и  $VT5-VT8$ ), по которому на первичные обмотки повышающих трансформаторов  $T1$  и  $T2$  поступают напряжения, взаимно сдвинутые по фазе на угол  $\pi/2$ . Однофазные трансформаторы  $T1$ ,  $T2$  включены по известной схеме Скотта, как в соответствующем тиристорном инверторе [11]. Симметричная трехфазная система линейных напряжений образуется при определенном соотношении коэффициента трансформации для  $T1$  и  $T2$ . Вторичная обмотка  $T2$  имеет вывод от средней точки, соединяемый с обмоткой  $T1$ . Для создания симметричной системы напряжений фаз  $A$ ,  $B$ ,  $C$  нейтраль 0 от  $1/3$  части числа витков вторичной обмотки  $T1$ . Сопротивления нагрузки  $Z_H$  подключены к выводам фаз  $A$ ,  $B$ ,  $C$  через фильтр 5. Вместо  $Z_H$  в другом варианте схемы возможно подключение обмотки якоря вентильного двигателя постоянного тока. Для защиты Тр инвертора от электрического пробоя служат мосты диодов  $VD1-VD4$  и  $VD5-VD8$ . Диоды пропускают через цепь питания токи, возникающие под влиянием ЭДС в коммутационных индуктивностях трансформаторов  $T1$ ,  $T2$ .

При несимметричной нагрузке фаз на выходе для приведенной схемы инвертора (рис. 3) требуются более простые блоки управления, чем для инвертора с мостовой трехфазной схемой из шести Тр [11]. В целом инверторы на Тр имеют лучшие энергетические показатели, более простые схемы управления и повышенное быстродействие по сравнению с подобными качествами тиристорных инверторов.

**Выводы.** 1. Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена целесообразность жесткой электрической тренировки для формирования стабильной структуры и устранения микродефектов и интегральных схем. В результате достигаются: существенное улучшение качества транзисторов; возрастание их стойкости к перегрузкам и неблагоприятным эксплуатационным воздействиям; радикальное повышение помехо-

устойчивости и ресурса работы без сбоев; уменьшение габаритов и массы теплоотводящих устройств, а также энергозатрат на охлаждение.

2. Становится реальной перспектива пересмотра паспортных данных в сторону увеличения мощности и допустимых токов транзисторов при существующих габаритах.

3. Разработанный способ стабилизации транзисторов позволяет значительно расширить сферу их применения в устройствах схемотехники и силовой электроники общепромышленного и транспортного назначения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Обеспечение надежности полупроводниковых устройств: Пер. с англ. / Под ред. А.С.Савиной. — М.: Мир, 1964.
2. Проектирование СБИС / М. Ватанабе, К. Асада, К. Кани, Т. Оцуки: Пер. с япон. / Под ред. А.В.Поспелова — М.: Мир, 1988.
3. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Справочник / А.И.Аксеов, А.В.Нефедов, А.М.Юшин. — М.: Радио и связь, 1992.
4. Щербаков С.А. Об одном возможном механизме возникновения сбоев ЦВМ. — М.: Институт точной механики и вычислительной техники АН СССР, 1973.
5. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. — М.: Наука, 1966.
6. Прохоров Ю.В., Розанов Ю.А. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1973.
7. Маннинг Дж. Кинетика диффузии атомов в кристаллах: Пер. с англ. / Под ред. Б.Я.Любова. — М.: Мир, 1971.

8. Физические величины. Справочник / Под ред. И.С.Григорьева и Е.З.Мейлихова. — М.: Энергоатомиздат, 1991.

9. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992.

10. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники — М.: Высшая школа, 1980.

11. Синдеев И.М. Электроснабжение летательных аппаратов. — М.: Транспорт, 1982.

12. Дульнев Г.Н. Тепло-и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Высшая школа, 1984.

[26.03.96]

*Авторы: Щербаков Сергей Алексеевич окончил в 1968 г. факультет радиотехники и технической кибернетики Московского физико-технического института. Кандидатскую диссертацию по физическим основам стабилизации транзисторных структур защитил в 1975 г. в Институте точной механики и вычислительной техники АН СССР. Главный инженер Института высокопроизводительных вычислительных систем РАН.*

*Алиевский Борис Львович окончил в 1956 г. электромеханический факультет Московского энергетического института. Докторскую диссертацию по электрическим машинам защитил в 1989 г. в Московском авиационном институте (МАИ). Профессор кафедры электроэнергетических и электромеханических систем МАИ.*

## О преобразовании эквивалентных по надежности схем «треугольник—звезда»

БЕЛОУСЕНКО И.В., КОВАЛЕВ А.П., **СОВПЕЛЬ В.Б.**, ЯРМОЛЕНКО В.И.

*Предложены точные формулы переходов от соединения в виде треугольника. Приведен пример расчета.*

**Ключевые слова:** вероятность безотказной работы, система уравнений, треугольник, соединение в звезду, преобразование, расчет

К невозстанавливающимся системам будем относить такие восстанавливаемые системы, восстановление которых по каким-либо причинам невозможно непосредственно в рассматриваемый период времени [1]. При их проектировании необходимо обеспечить максимальную надежность и заданные технические характеристики.

Предполагаем, что все элементы, составляющие систему, могут отказывать независимо друг

*The paper presents precise formulae for transformation from a star connection to an equivalent in reliability delta connection. An example of calculations is given.*

**Key words:** probability of fail-safe operation, star connection, delta connection, transformation, calculation

от друга; элементы системы могут находиться только в двух состояниях: работоспособном и неработоспособном; потоки отказов и восстановлений элементов — это простейшие потоки событий; пропускная способность элементов неограниченна.

Вероятности безотказной работы  $R_n$  и  $R_m$  соответственно для  $n$  последовательно и  $m$  параллельно соединенных элементов определяются



следующим образом [2]:

$$R_n = \prod_{i=1}^n p_i = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - q_i); \quad (1)$$

$$R_m = 1 - \prod_{j=1}^m q_j = 1 - \prod_{j=1}^m (1 - p_j), \quad (2)$$

где  $p_i$  и  $p_j$  — вероятности безотказной работы  $i$ -го и  $j$ -го элементов;  $q_i$  и  $q_j$  — вероятности отказов  $i$ -го и  $j$ -го элементов.

Схемы технических систем не всегда состоят из последовательного, параллельного или смешанного соединений элементов. Существуют и более сложные схемы соединений. В них элементы соединены таким образом, что непосредственное определение эквивалентных вероятностей безотказной работы с использованием только формул (1) и (2) невозможно.

Под сложной схемой соединения элементов будем понимать такую схему, в состав которой входит хотя бы одна группа элементов, имеющих мостиковую структуру [3]. Для преобразования таких схем используется способ «треугольник—звезда» (рис. 1, а, б). При переходе от соединения «треугольник» к эквивалентному по надежности соединению «звезда» применяются следующие формулы [4]

$$p_i = \sqrt{\frac{p_{AC} p_{BC}}{p_{AB}}}, \quad p_j = \sqrt{\frac{p_{BC} p_{AB}}{p_{AC}}}, \quad p_k = \sqrt{\frac{p_{AC} p_{BC}}{p_{AB}}}, \quad (3)$$

где  $p_{AB} = 1 - (1 - p_2)(1 - p_1 p_3)$ ;  $p_{AC} = 1 - (1 - p_1)(1 - p_2 p_3)$ ;  $p_{BC} = 1 - (1 - p_3)(1 - p_1 p_2)$ .

Формулы (3) справедливы при выполнении следующих условий:

$$p_{AB} p_{AC} < p_{BC}; \quad p_{BC} p_{AB} < p_{AC}; \quad p_{AC} p_{BC} < p_{AB}.$$

При расчете надежности сложных по структуре схем необходимо знать точные формулы перехода от соединения элементов в виде «звезды» к эквивалентному по надежности соединению в виде «треугольника». Для этого необходимо решить систему нелинейных алгебраических уравнений:

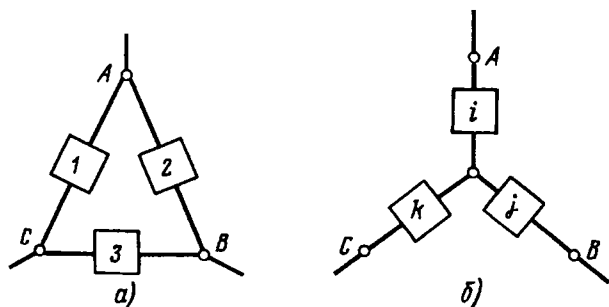


Рис. 1. Соединения элементов по схемам «треугольника» (а) и «звезды» (б)

$$\left. \begin{aligned} a &= q_1(q_2 + q_3 - q_2 q_3); \\ b &= q_2(q_1 + q_3 - q_1 q_3); \\ c &= q_3(q_1 + q_2 - q_1 q_2), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $a = q_i + q_k - q_i q_k$ ;  $b = q_i + q_j - q_i q_j$ ;  $c = q_j + q_k - q_j q_k$ .

Найдем вероятности отказа элементов «треугольника»  $q_1$ ,  $q_2$  и  $q_3$ , если известны вероятности отказа элементов «звезды»  $q_i$ ,  $q_j$  и  $q_k$ .

Разделим правую и левую части системы уравнений (4) на произведения  $q_1 q_2 q_3$  и введем новые переменные:

$$\gamma = 1/q_1; \quad r = 1/q_2; \quad m = 1/q_3; \quad \gamma r m = t.$$

Система уравнений (4) примет вид

$$\left. \begin{aligned} at &= m + r - 1; \\ bt &= m + \gamma - 1; \\ ct &= -r + \gamma - 1; \\ \gamma r m &= t. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Сложив правые и левые части трех первых уравнений системы (5) и разделив обе части полученного уравнения на два, получим следующее уравнение:

$$m + r + \gamma - 1,5 = 0,5(a + b + c)t. \quad (6)$$

Вычитая из уравнения (6) последовательно три первых уравнения системы (5), получаем

$$\left. \begin{aligned} \gamma - 0,5 &= 0,5(b + c - a)t; \\ r - 0,5 &= 0,5(a + c - b)t; \\ m - 0,5 &= 0,5(a + b - c)t; \\ \gamma r m &= t. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из системы уравнений (7) находим:

$$\gamma = \frac{(b+c-a)t+1}{2}; \quad r = \frac{(a+c-b)t+1}{2}; \quad m = \frac{(a+b-c)t+1}{2}. \quad (8)$$

Тогда

$$q_1 = \frac{2}{(b+c-a)t+1}; \quad q_2 = \frac{2}{(a+c-b)t+1}; \quad q_3 = \frac{2}{(a+b-c)t+1}. \quad (9)$$

Подставляя значения  $\gamma$ ,  $r$ ,  $m$  из формул (8) в четвертое уравнение системы (7) и производя соответствующие преобразования, получаем кубическое уравнение вида

$$t^3 + \alpha_1 t^2 + \alpha_2 t + \alpha_3 = 0, \quad (10)$$

где

$$\alpha_1 = \frac{1}{a+b-c} + \frac{1}{a+c-b} + \frac{1}{b+c-a};$$

$$\alpha_2 = \frac{a+b+c-8}{(a+b-c)(a+c-b)(b+c-a)};$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{(a+b-c)(a+c-b)(b+c-a)}.$$

Подстановка в уравнение (10) выражения

$$t = y - \alpha_1/3$$

приводит его к неполному виду:

$$y^3 + py + q = 0. \quad (11)$$

Корни уравнения находятся известными способами [5].

Определив значения  $t$ , подставим их в формулу (9). При этом получим по три значения величин  $q_1, q_2, q_3$ . Из каждой группы значений выбираем только те, которые удовлетворяют условию

$$0 < q_i < 1, \quad \text{где } i = \overline{1, 3}.$$

Находим вероятности безотказной работы эквивалентных по надежности элементов «треугольника»:

$$p_1 = 1 - q_1; \quad p_2 = 1 - q_2; \quad p_3 = 1 - q_3. \quad (12)$$

В [6] даны приближенные формулы для прямого и обратного преобразования «треугольник—звезда» (рис. 1, а, б):

$$p_i \approx 1 - q_1 q_2; \quad p_j \approx 1 - q_2 q_3; \quad p_k \approx 1 - q_1 q_3. \quad (13)$$

Формулы перехода от «звезды» к эквивалентному по надежности «треугольнику» имеют следующий вид:

$$p_1 \approx 1 - \sqrt{\frac{q_i q_k}{q_j}}; \quad p_2 \approx 1 - \sqrt{\frac{q_i q_j}{q_k}}; \quad p_3 \approx 1 - \sqrt{\frac{q_j q_k}{q_i}}. \quad (14)$$

Формулы (14) справедливы, когда

$$q_i q_k < q_j; \quad q_i q_j < q_k; \quad q_j q_k < q_i. \quad (15)$$

В тех случаях, когда соотношения (15) не выполняются, тогда для перехода от соединения элементов в виде «звезды» к эквивалентному по надежности соединению «треугольник», следует решить уравнение (11).

**Пример.** Для схемы (рис. 2) определим вероятность безотказной работы, используя точные и приближенные формулы перехода от схемы «звезды» к эквивалентному по надежности «треугольнику» (рис. 1, а, б). Интенсивности отказов элементов имеют следующие значения:

$$\lambda_1 = 2,45 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \quad \lambda_2 = 1,9 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч};$$

$$\lambda_3 = 2,01 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \quad \lambda_4 = 2,29 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч};$$

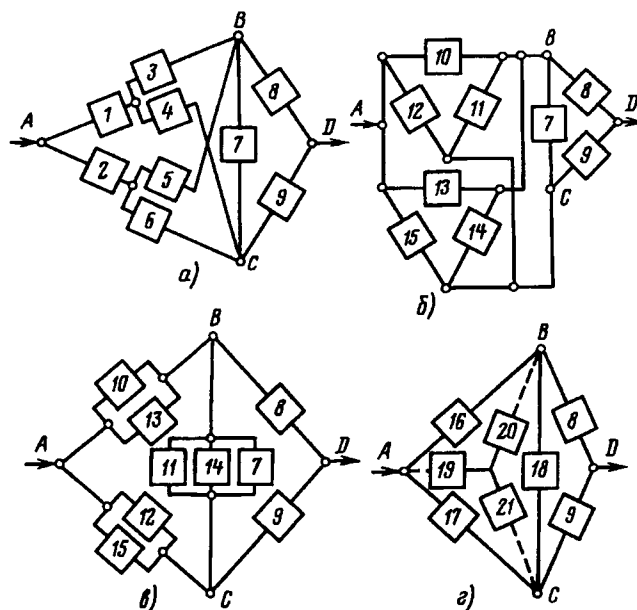


Рис. 2. Способ приведения сложной схемы к схеме, состоящей из смешанного соединения элементов

$$\lambda_5 = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \quad \lambda_6 = 2,32 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч};$$

$$\lambda_7 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \quad \lambda_8 = 1,8 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч};$$

$$\lambda_9 = 2,09 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \quad p_i(t) = e^{-\lambda_i t}; \quad i = \overline{1, 9}.$$

К схеме, показанной на рис. 2, а, применим два раза преобразование «звезда—треугольник» (рис. 2, б), используя формулы (14). От схемы замещения, приведенной на рис. 2, б, перейдем к схеме замещения, показанной на рис. 2, в и, используя формулу (2), определим эквивалентные вероятности безотказной работы элементов, находящихся в плечах треугольника  $ABC$ . Преобразуя полученный треугольник  $ABC$  (рис. 2, в) к эквивалентной по надежности «звезде», используя формулу (13), приходим к смешанному соединению элементов, а от нее, используя формулы (1) и (2), — к одному эквивалентному элементу, вероятность безотказной работы которого соответствует надежности первоначальной схемы (рис. 2, а). График изменения вероятности безотказной работы схемы в зависимости от времени приведен на рис. 3 (кривая 2). Аналогичным образом определяется надежность схемы при использовании точной формулы перехода от соединений «звезда» к эквивалентному по надежности соединению «треугольник» [решая уравнение (11)].

Функция вероятности безотказной работы, полученная с помощью использования точного преобразования «звезда—треугольник» показана

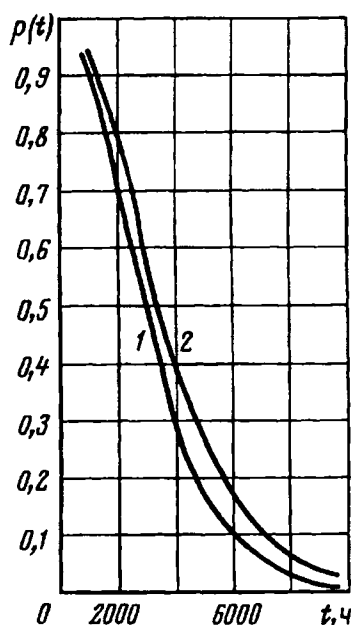


Рис. 3. Кривые вероятностей безотказной работы исходной схемы, полученные разными методами: 1 — с использованием точных прямого и обратного преобразований «звезда-треугольник»; 2 — с помощью приближенных преобразований «звезда-треугольник»

на рис. 3 (кривая 1).

Из графиков рис. 3 (кривые 1 и 2) видно, что при работе данной схемы менее 1000 ч рассмотренные методы расчета дают практически одинаковую оценку вероятности безотказной работы системы. С увеличением времени работы системы наблюдается значительное расхождение результатов расчетов на участке  $2000 \text{ ч} < t \leq 5000 \text{ ч}$ , а при увеличении времени работы более 1000 ч результаты расчетов практически совпадают.

Точность рассматриваемой задачи была проверена с помощью логико-вероятностного метода рецензентом данной статьи И.А.Рябининым. Получено, что при  $t=2000 \text{ ч}$   $R(2000)=0,707655$ . Аналогичный результат можно получить, пользуясь графиком (рис. 3); при  $t=2000 \text{ ч}$   $R(2000)=0,71$ . Согласно вычислениям предлагаемым методом  $R(2000)=0,709974$ . Таким образом, точность метода расчета с использованием формул (1)–(3), (9) практически совпадает с логико-вероятностным методом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Козлов Б.А., Ушаков И.С. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. — М.: Советское радио, 1976.
2. Зорин В.В. и др. Надежность систем электроснабжения. — Киев: Высшая школа, 1984.
3. Рябинин И.А. Основы теории и расчета надежности судовых электроэнергетических систем. — Л.: Судостроение, 1971.
4. Диллон Б., Сингх Ч. Инженерные методы обеспечения надежности систем. — М.: Мир, 1984.
5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Наука, 1981.
6. Голикевич Т.А. Прикладная теория надежности. — М.: Высшая школа, 1977.

[31.07.96]

**А в т о р ы:** Белоусенко Игорь Владимирович окончил энергетический факультет Донецкого политехнического института (ДПИ) в 1981 г. В 1991 г. в ДПИ защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Энергетические системы и управление ими». Главный технолог РАО «Газпром», Россия.

**Ковалев Александр Петрович** окончил электротехнический факультет ДПИ в 1971 г. и математический факультет Донецкого государственного университета в 1977 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Основы теории и методы оценки безопасности применения электрической энергии в угольных шахтах» в ДПИ. Профессор кафедры электроснабжения промышленных предприятий и городов Донецкого государственного технического университета (ДГТУ), Украина.

**Совпель Валерий Борисович** окончил энергетический факультет Львовского политехнического института (ЛПИ) в 1961 г. В 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Теоретическая электротехника» в ЛПИ. Скончался в 1997 г.

**Ярмоленко Валентин Иванович** окончил электротехнический факультет ДПИ в 1968 г. Доцент кафедры электроснабжения промышленных предприятий и городов ДГТУ, Украина.

# К вычислению потерь на гистерезис в ферромагнетике

ЕРШОВ Р.Е.

Произведено обобщение предыдущих исследований по вычислению потерь на гистерезис при амплитудах магнитной индукции до максимума дифференциальной проницаемости (слабые поля) и после максимума обычной (средние и сильные поля). Для слабых полей дано упрощение формулы для вычисления потерь на гистерезис. Изложен также способ их расчета для полей между максимумами дифференциальной и обычной проницаемостей. Все это дало возможность построить кривую для потерь на гистерезис 4-79 молибденового пермаллоя во всей области амплитуд индукции. Проведено сравнение расчетных и экспериментальных данных.

Ключевые слова: 4-79 пермаллой, потери на гистерезис, расчет

В предыдущих работах автора были получены расчетные формулы, позволяющие находить потери на гистерезис  $W_h$  при амплитуде магнитной индукции  $B_m \leq B_{\mu_d \max}$  [1] ( $B_{\mu_d \max}$  — индукция, соответствующая наиболее крутой части кривой намагничивания) и  $B_m \geq B_{\mu \max}$  [2] ( $B_{\mu \max}$  — индукция, при которой магнитная проницаемость  $\mu = B/H$  максимальна). В настоящей работе дан способ вычисления потерь на гистерезис во всей области изменения амплитуд индукции при  $0 < B_m \leq B_s$ .

I. Упрощение формулы для определения потерь на гистерезис при  $B_m \leq B_{\mu_d \max}$ .

В работе [1] предлагается вычислять потери на гистерезис в указанной области амплитуд индукции по формуле

$$W_h = \frac{B_s}{2\pi\mu_a} \left\{ \int_{-B_r}^{B_m} \left[ \frac{\frac{B_m+B}{2B_s}}{\left(1 - \frac{B_m+B}{2B_s}\right) \left(1 + \alpha \frac{B_m+B}{2B_s}\right)} - \frac{\frac{B_m}{B_s}}{\left(1 - \frac{B_m}{B_s}\right) \left(1 + \alpha \frac{B_m}{B_s}\right)} \right] dB - \int_{B_r}^{B_m} \left[ \frac{\frac{B_m-B}{2B_s}}{\left(1 - \frac{B_m-B}{2B_s}\right) \left(1 + \alpha \frac{B_m-B}{2B_s}\right)} + \frac{\frac{B_m}{B_s}}{\left(1 - \frac{B_m}{B_s}\right) \left(1 + \alpha \frac{B_m}{B_s}\right)} \right] dB \right\}. \quad (1)$$

Здесь  $B_s$  — индукция насыщения;  $\mu_a$  — начальная проницаемость;  $B_m$  — амплитуда индукции;  $B_r$  — остаточная индукция;  $\alpha$  — некоторый безразмерный параметр, который может быть определен по формуле<sup>1</sup>

$$\alpha = \frac{\nu B_s}{\mu_a^2} + 1,$$

где  $\nu$  — коэффициент Релея.

<sup>1</sup> Формула (2) работы [1].

Generalization of previous papers on the calculation of hysteresis losses for amplitudes of magnetic induction lower than maximum of differential permeability (low fields) and those higher than maximum of ordinary permeability (mean and high fields) has been made. The formula for calculating hysteresis losses in low fields has been simplified. Also given is a technique to calculate them for the fields between maxima of differential and ordinary permeability. This allowed to plot a curve of hysteresis losses through the entire range of magnetic induction amplitudes for permalloy 4-79. A comparison between calculated and experimental data has been provided.

Key words: permalloy 4-79, hysteresis losses, calculation

Недостатком формулы (1) является ее громоздкость, заставляющая прибегать к численным квадратурам, а также то, что в эту формулу входит остаточная индукция  $B_r$ , которая численными методами определяется лишь приблизительно.

Проведем преобразование формулы (1) с целью ее упрощения и исключения из нее  $B_r$ . Для этого вынесем из-под знака обоих интегралов выражение  $\frac{B_m/B_s}{(1 - B_m/B_s)(1 + \alpha B_m/B_s)}$ , не зависящее от  $B$ , а также проведем замену переменных, приняв в первом интеграле переменную  $x = \frac{B_m+B}{2B_s}$  (тогда  $dB = 2B_s dx$ , пределы интегрирования  $\frac{B_m-B_r}{2B_s} \div \frac{B_m}{B_s}$ ), а во втором —  $x = \frac{B_m-B}{2B_s}$  ( $dB = 2B_s dx$ ,  $\frac{B_m-B_r}{2B_s} \div 0$ ). Выполнив все эти операции, получим

$$W_h = \frac{B_s}{2\pi\mu_a} \left\{ - \frac{\frac{B_m}{B_s}}{\left(1 - \frac{B_m}{B_s}\right) \left(1 + \alpha \frac{B_m}{B_s}\right)} \left[ \int_{B_r}^{B_m} dB + \int_{B_r}^{B_m} dB \right] + 4B_s \int_{\frac{B_m-B_r}{2B_s}}^{\frac{B_m}{B_s}} \frac{x dx}{(1-x)(1+\alpha x)} - 4B_s \int_0^{\frac{B_m-B_r}{2B_s}} \frac{x dx}{(1-x)(1+\alpha x)} \right\}.$$

Выражение, стоящее в квадратных скобках, равно

$$B_m + B_r + B_m - B_r = 2B_m.$$

Последние два интеграла имеют одинаковые подынтегральные выражения. Если во втором интеграле поменять местами пределы интегрирования (с изменением знака интеграла), то получим сумму двух одинаковых интегралов со следующими пределами:

$$\frac{B_m/B_s}{\int_{B_m-B_r}^{B_m} \frac{B_m-B_r}{2B_s}} + \frac{B_m-B_r}{\int_0^{B_m} \frac{B_m-B_r}{2B_s}} = \int_0^{B_m/B_s} \frac{B_m/B_s}{0} = \int_0^{B_m/B_s} \frac{B_m/B_s}{0}.$$

Окончательно получаем:

$$W_h = \frac{B_s^2}{2\pi\mu_a} \left\{ -\frac{2 \left( \frac{B_m}{B_s} \right)^2}{\left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right) \left( 1 + \alpha \frac{B_m}{B_s} \right)} + 4 \int_0^{\frac{B_m}{B_s}} \frac{x dx}{(1-x)(1+\alpha x)} \right\} =$$

$$= \frac{B_s^2}{\pi\mu_a} \left\{ -\frac{\left( \frac{B_m}{B_s} \right)^2}{\left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right) \left( 1 + \alpha \frac{B_m}{B_s} \right)} - \frac{2}{\alpha+1} \left[ \ln \left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right) + \right. \right.$$

$$\left. \left. + \frac{1}{\alpha} \ln \left( 1 + \alpha \frac{B_m}{B_s} \right) \right] \right\}. \quad (2)$$

II. Потери на гистерезис при  $B_m \geq B_{\mu_d \max}$ .

В работе [2] была дана формула для определения потерь на гистерезис  $W_h$  при  $B_m \geq B_{\mu \max}$ :

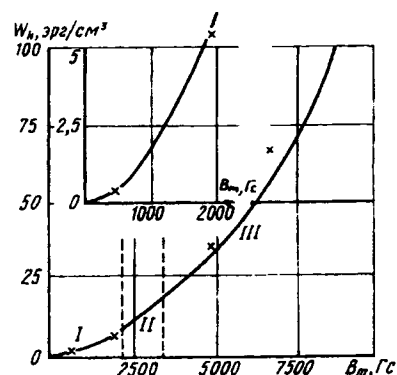
$$W_h = \frac{B_s H_c}{\pi} \frac{\frac{B_m}{B_s} + \left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right) \ln \left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right)}{\frac{B_m}{B_s} + \beta \left( 1 - \frac{B_m}{B_s} \right)}; \quad \beta = \frac{c H_c}{a B_s}, \quad (3)$$

где  $H_c$  — коэрцитивная сила по предельной петле;  $c$  — коэффициент первой формулы Сэнфорда [3, с. 401];  $a$  — параметр формулы Фрелиха [3, с. 388].

Остается неясным вопрос о вычислении потерь на гистерезис при  $B_{\mu_d \max} \leq B_m \leq B_{\mu \max}$ . Для определения зависимости  $W_h(B_m)$  в этой области значений  $B_m$  воспользуемся непрерывностью первой производной  $dW_h/dB_m$ , вытекающей из опыта [3, с. 408]. Через две крайние правые точки описываемой формулой (2) кривой, лежащие вблизи  $B_m = B_{\mu_d \max}$  и две крайние левые точки описываемой формулой (3) кривой, лежащие вблизи  $B_m = B_{\mu \max}$ , проведем кубическую параболу. Ее первая производная при  $B_m = B_{\mu_d \max}$  будет совпадать с соответствующей производной функции, описываемой формулой (2), а первая производная при  $B_m = B_{\mu \max}$  — с соответствующей производной функции, описываемой формулой (3). Так как кубическая параболка имеет непрерывную первую производную, то получим непрерывное изменение  $dW_h/dB_m$  от точки  $B_m = B_{\mu_d \max}$  до точки  $B_m = B_{\mu \max}$ .

Таким образом, использование формул (2) и (3), а также описанное выше построение кубической параболы дают возможность найти зависимость  $W_h(B_m)$  во всей области изменения  $0 < B_m \leq B_s$ .

Входными данными для подобного расчета  $W_h(B_m)$  являются  $B_s$  — индукция насыщения,  $H_c$  — коэрцитивная сила по предельной петле,



Расчетная зависимость потерь на гистерезис в 4-79 молибденовом пермаллое от амплитуды магнитной индукции.

$\mu_a$  — начальная проницаемость,  $\nu$  — коэффициент Релея,  $s$  — коэффициент первой формулы Сэнфорда и  $a$  — параметр формулы Фрелиха.

III. Сравнение расчетных значений для  $W_h$  с экспериментальными.

В монографии [3] подробно рассмотрены магнитные свойства 4-79 молибденового пермаллоя и приведены все указанные выше входные данные для расчета:  $B_s = 8700$  Гс (с. 389),  $H_c = 0,037$  Э (с. 401),  $\mu_a = 20000$  Гс/Э (с. 396),  $\nu = 350000$  Гс/Э<sup>2</sup> (с. 396),  $s = 0,3$  (с. 401),  $a = 0,075 \cdot 10^{-4}$  Э/Гс (с. 389). Там же (с. 385) приведены четыре значения потерь на гистерезис, определенные по площади петли при различных значениях амплитуды индукции.

На рисунке приведен график рассчитанной для 4-79 пермаллоя зависимости  $W_h(B_m)$ . Участок кривой I рассчитан по формуле (2), участок кривой II — кубическая параболка, способ построения которой указан выше, участок кривой III получен по формуле (3). В верхней части рисунка показан участок I в увеличенном масштабе. Крестиками отмечены экспериментальные значения  $W_h$ . Совпадение экспериментальных точек с теоретической кривой — хорошее, за исключением точки при  $B_m = 6660$  Гс, что очевидно, связано с трудностью определения площади петли при больших амплитудах индукции (длинные «косы»).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ершов Р.Е. Потери на гистерезис в слабых полях. — Электричество, 1996, № 6.
2. Ершов Р.Е. Зависимость потерь на гистерезис в ферромагнетике от амплитуды магнитной индукции. — Электричество, 1990, № 8.
3. Бозорт Р. Ферромагнетизм. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1956.

[18.06.96]

Автор: Ершов Радий Ефимович окончил в 1951 г. физический факультет Московского государственного университета. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Нелинейность магнитных свойств и ее применение к неразрушающему контролю стали, чугуна и тонких магнитных пленок» в Институте физики металлов Уральского отделения РАН (г. Екатеринбург). Зав. сектором специального конструкторско-технологического бюро «Наука» Сибирского отделения РАН (г. Красноярск).



# Актуальные проблемы и прогресс в области электроэнергетики

(По материалам 36-й сессии СИГРЭ)

**ДЬЯКОВ А.Ф., ИШКИН В.Х., МАМИКОНЯНЦ Л.Г.**

Очередная 36-я сессия Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ) состоялась в Париже с 25 по 31 августа 1996 г. Эта сессия была юбилейной: отмечалось 75-летие этой крупнейшей и весьма значимой международной электроэнергетической организации.

В период сессии функционировала международная техническая выставка «СИГРЭ—Экспо-96» по проблемам генерирования и передачи электроэнергии.

При открытии сессии были заслушаны речь президента СИГРЭ до 1996 г. г-на J.Lepeski о 75-летию ассоциации и доклад генерального директора Электрисите де Франс г-на F.Ailleret о роли электричества в развитии человечества в XXI веке.

Докладчик подчеркнул, что электричество будет «энергетическим вектором будущего», ибо именно в форме электричества будет происходить основная часть дальнейшего роста потребления энергии. Развитие электроэнергетики в начальный период будет базироваться в основном на использовании газа и угля, в частности на широко создаваемых парогазовых установках. Вместе с тем, учитывая снижение запасов газа и необходимость уменьшения вредных выбросов в атмосферу, по мнению докладчика, необходимо широкое развитие атомной энергетики.

Говоря о возобновляемых источниках электроэнергии, г-н F.Ailleret подчеркнул наличие еще больших неиспользованных гидроресурсов в ряде регионов (Азии, Южной Африки и др.). Развивающиеся сейчас ветроэлектрические и солнечные установки еще долго не будут играть определяющей роли в электроэнергетике; в основном они будут использоваться для маломасштабного децентрализованного электроснабжения.

В докладе подчеркивалась необходимость развития электрических сетей в развивающихся странах и дальнейшего расширения крупных международных энергообъединений в развитых странах мира. В отношении последних г-н F. Ailleret высказал небесспорную, по нашему мнению, мысль о том, что громадные объединения будущего не очень будут нуждаться в централизованном управлении, так как их работа может быть обеспечена надлежащей кооперацией между источниками. Для управления в аварий-

ных и послеаварийных условиях такой кооперацией может быть недостаточно.

В заключительной части своего доклада г-н F.Ailleret подчеркнул, что широко развивающаяся в настоящее время конкуренция в области электроэнергетики должна разумно сочетаться с кооперацией, объединением усилий в областях исследований и разработок, направленных на совершенствование, создание экологически «чистых» энергоустановок.

**Общая характеристика материалов сессии.** Более 250 представленных на сессии докладов и дискуссии по ним, как и на предшествующих сессиях СИГРЭ, охватывали огромный круг вопросов, относящийся к планированию, созданию, развитию, управлению и эксплуатации электроэнергетических систем, электрических сетей и их электрооборудования.

Материалы сессии СИГРЭ 1996 г. свидетельствуют о следующих основных тенденциях современного этапа развития электроэнергетики в мире:

дальнейшее расширение и углубление рыночных отношений, конкуренции, но с необходимостью сохранения возможностей государственного влияния на важнейшие стороны деятельности энергокомпаний (безопасность и ограничение влияний на окружающую среду прежде всего);

относительно медленные темпы роста потребления электроэнергии в развитых странах Европы и Северной Америки и, напротив, очень высокие темпы в развивающихся странах других частей света;

дальнейшее стремление к созданию крупных национальных и межнациональных и даже межконтинентальных энергообъединений; совершенствование управления ими для обеспечения надежности и экономичности;

все более широкое применение в электроэнергетике силовой электроники; создание на этой базе гибких управляемых связей переменного и постоянного тока, регулируемых по частоте вращения генератор-двигателей ГАЭС и электроприводов собственных нужд тепловых электростанций, средств компенсации реактивной мощности и регулирования напряжения;

практически полное прекращение роста единичных мощностей генерирующего электрообо-

рудования; снижение средней мощности заказываемых генераторов в связи с все более широким сооружением газотурбинных и парогазовых электростанций; увеличение единичной мощности предназначенных для таких станций турбогенераторов с воздушным охлаждением;

все большее внимание к совершенствованию методов, средств и систем технической диагностики электрооборудования; совершенствованию на этой базе систем его ремонтного обслуживания; разработка мероприятий по продлению сроков работы длительно эксплуатируемого электрооборудования;

разработка и широкое внедрение цифровых систем управления, контроля и передачи информации, в том числе для релейной защиты и автоматики;

создание современных работающих в темпе процессов, систем и средств управления, контроля и тренинга в энергообъединениях, энергосистемах и энергоустановках, с широким использованием интеллектуальных систем;

возрастающее внимание к проблеме совместимости электроустановок с другими техническими установками и с окружающей средой, причем не только электромагнитной, но и эстетической, шумовой, по загрязнениям и др.

Наряду с отмеченными общими тенденциями несомненный интерес представляют кратко характеризующие далее сведения о достигнутом прогрессе и тенденциях дальнейшего развития по конкретным направлениям, обсуждавшимся в пятнадцати дискуссионных группах и четырех заседаниях типа «круглого стола» («панелях») сессии СИГРЭ.

**Проблемы и прогресс по отдельным направлениям электроэнергетики. Электрические машины.** Западно-европейские фирмы и фирмы США уделяют большое внимание созданию все более мощных турбогенераторов с полностью воздушным охлаждением. Так фирма АВВ изготовила и испытала самый крупный в мире турбогенератор мощностью 300 МВ·А. По мнению специалистов фирмы могут быть созданы еще более мощные турбогенераторы с такой системой охлаждения. Представитель США сообщил о положительном опыте эксплуатации с 1993 г. турбогенератора мощностью 180 МВ·А с полностью воздушным охлаждением; за три года эксплуатации было проведено 694 пуска газотурбинного агрегата с этим генератором.

Несмотря на некоторое общее снижение внимания в мире к криотурбогенераторам, в Японии разработки продолжают; там созданы такие генераторы мощностью 70 МВт; три таких генератора находились в стадии изготовления. Их создание и испытания проводятся для отработки конструкции и технологии изготовления криотурбогенератора мощностью 200 МВт.

О существенных достижениях в области эксплуатационного контроля и технической диагностики турбо- и гидрогенераторов сообщалось в докладах из ряда стран (Великобритании, Германии, Италии, России, США и др.). В США, так же как и в нашей стране, успешно ведутся разработки экспертной системы технической диагностики обратимых гидроагрегатов ГАЭС. Представитель Японии в дискуссии отметил необходимость увеличения срока службы генераторов до 50 лет.

В связи с обсуждением проблемы режимов работы генераторов, поведения их защит и систем управления при аварийных режимах отмечалась важность контроля и регистрации параметров таких режимов и реакции на них генераторов, в частности моментов на различных участках валопроводов турбоагрегатов. Кроме того, указывалась необходимость проведения натурных экспериментов в дополнение к исследованиям, проводимым с помощью математических моделей, как для контроля результатов, полученных с помощью последних, так и для уточнения самих моделей.

**Трансформаторное оборудование.** По трансформаторному оборудованию наибольшее внимание в докладах и дискуссии по ним было уделено надежности и контролю вспомогательных устройств (вводов, переключателей, систем охлаждения и др.).

Отмечена высокая поврежденность переключателей ответвлений (от 20 до 50% общей поврежденности трансформаторов). В связи с этим в последние годы уделяется большое внимание совершенствованию методов диагностики переключателей, особенно выявлению начальной стадии развития их дефектов. Из новых видов диагностики следует отметить акустические методы, однако они пока еще дороги. Разрабатываемые тиристорные переключатели обладают рядом существенных преимуществ перед механическими (большой срок службы, отсутствие загрязнения масла, быстроедействие), но из-за высокой стоимости они применяются в ограниченных масштабах.

Большое внимание во всех развитых странах уделяется совершенствованию методов диагностики маслонаполненных вводов, в частности систем непрерывного контроля в процессе работы, а также экспертных систем. Наиболее распространенным методом диагностики вводов является измерение тангенса угла диэлектрических потерь.

Отмечалось, что одной из основных причин аварийности в системах постоянного тока высокого напряжения являлось перекрытие внешней изоляции вводов преобразовательных обмоток трансформаторов. Применение кремнеорганического гидрофобного покрытия вводов практиче-

ски исключило эту причину.

Была проведена общая дискуссия по динамической стойкости трансформаторов по отношению к токам короткого замыкания. Аварийность трансформаторов по этой причине низка. Ведущие фирмы мира уделяют большое внимание совершенствованию методов расчета и проведению испытаний прототипов и моделей. Опыт показывает, что достигнутый уровень обеспечивает проектирование трансформаторов, достаточно стойких к воздействиям токов короткого замыкания.

**Коммутационная аппаратура.** В докладах и дискуссиях по ним рассмотрены три основные проблемы:

влияние окружающей среды на характеристики выключателей;

характеристики переходного восстанавливающегося напряжения (ПВН) в сетях среднего напряжения (до 100 кВ);

требования к перспективным распределительным устройствам в будущих сетях среднего и высокого напряжения постоянного и переменного тока.

По первой проблеме большое внимание было уделено электрической прочности по отношению к грозовым воздействиям межконтактных промежутков выключателей 72—145 кВ в разомкнутом состоянии. Существующая защита с помощью разрядников от атмосферных перенапряжений признана достаточной, в то время как защита искровыми промежутками требует совершенствования. Другим важным вопросом, обсуждавшимся по первой проблеме, были испытания выключателей с учетом влияния факторов, определяемых внешней средой. При этом высказывались мнения о нецелесообразности существенного расширения механических испытаний, ввиду их малой эффективности и высокой стоимости. Вместе с тем положительно оценены предположения МЭК по проведению механических испытаний при высоких и низких температурах.

По второй проблеме отмечено, что существующие в стандартах нормы ПВН в основном соответствуют условиям электрических сетей энергосистем, но слишком низки для 10% специальных случаев, таких как близость токоограничивающих реакторов, короткие связи с источником электроэнергии и некоторые системы промышленных предприятий.

По третьей проблеме наибольший интерес представляет информация о разработке в Италии и Японии аппаратов для систем 1000—1100 кВ. В Японии в начале XXI века намечается сооружение двух линий 1000 кВ протяженностью 240 и 190 км. Для них разрабатывается комплектное распределительное устройство с элегазовой изоляции (КРУЭ) на напряжение

1100 кВ. При этом в проектах заложено очень глубокое ограничение перенапряжений — до уровня  $1,1 U_{ф}$ ; это достигается использованием резисторов и ОПН.

Определенное внимание привлек доклад из России о тиристорном генераторном выключателе. По третьей проблеме следует еще отметить обсуждение вопроса о синхронных коммутациях, в котором особо отмечалась важность обеспечения достаточно стабильных временных характеристик систем привод—выключатель.

**Связи на постоянном токе и силовая электроника.** Доклады и дискуссии по ним показали, что в мире продолжается сооружение и совершенствование линий электропередачи и вставок постоянного тока; в частности, в Японии, Индии, Бразилии и др. Можно отметить применение в Японии новейших тиристоров с параметрами 8 кВ, 3500 А, имеющих малые габариты.

В мире широко развернуты исследования и разработки по созданию гибких управляемых линий переменного тока и оборудования для них на базе полностью управляемых тиристоров (GTO). В частности, в США в энергокомпании TVA введена в работу управляемая связь переменного тока со статическим компенсатором (STATCOM) мощностью  $\pm 100$  Мвар.

Опыт эксплуатации передач и вставок постоянного тока в мире показывает высокую надежность их оборудования, в частности преобразовательных устройств.

Применение приборов мощной силовой электроники для создания различных управляемых устройств расширяется и в зону потребителей электроэнергии.

**Электроизоляционные материалы.** По изоляционным материалам доклады и дискуссии были посвящены трем темам:

диагностика и оценка «срока жизни»;  
деградация и механизм пробоя;  
новые материалы — наружная изоляция.

Не останавливаясь подробно на многочисленных методах диагностики изоляции, разрабатываемых и применяемых для различных видов электрооборудования, отметим лишь два из них:

измерение частичных разрядов применяется все более широко для изоляции кабелей, трансформаторов, электрических машин оборудования подстанций и др.;

контроль температуры кабелей с помощью опτικο-волоконных датчиков позволяет выявить ранние стадии изменения характеристик изоляции.

Все более широко применяются методы и средства, позволяющие контролировать состояние изоляции в процессе работы электрооборудования.

В дискуссии отмечалось, что оценка остающегося срока жизни изоляции является очень



трудной задачей. В качестве возможных критериев для этого указывалась остаточная электрическая прочность изоляции.

В отношении деградации и механизмов пробоя изоляции указывалось на то, что здесь важную роль могут играть очень быстрые процессы при перенапряжениях, которые могут быть вызваны, в частности, внутренними разрядами (частичными) и короной.

По третьей теме основное внимание было уделено некерамическим изоляторам, их перекрытиям в условиях загрязнений, методам испытаний и диагностики. По общему мнению не существует какого-либо одного параметра или какого-либо одного вида испытаний для оценки состояния материала и изолятора в целом. Желателен контроль некерамических изоляторов в процессе работы. Сообщалось о применении термографии для контроля таких изоляторов; результаты представляются обещающими.

**Силовые изолированные кабели высокого напряжения.** Одной из особенностей заседания дискуссионной группы по силовым кабелям высокого напряжения на 36-й сессии СИГРЭ было то, что впервые за последние годы представлены практически все ключевые направления развития таких кабелей. В том числе были представлены: создание кабелей постоянного тока новой конструкции, разработка маслонаполненного кабеля сверхвысокого напряжения (800 кВ) с изоляцией из ламинированной бумаги (Япония), создание кабелей на напряжение 500 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена, исследования в области кабелей, основанных на использовании высокотемпературной сверхпроводимости.

Большое внимание было уделено подводным кабелям с экструдированной изоляцией. Указывалось, что уже созданы также кабели на напряжения до 90 кВ переменного тока. При этом отмечалось, что при современной технологии едва ли возможно применение такой изоляции для подводных кабелей при напряжениях более 132 кВ. Кроме того, рассматривались вопросы создания и применения комбинированных подводных кабелей, содержащих жилы для передачи электроэнергии и оптико-волоконные каналы. Отмечалось, что такое решение хорошо для трехфазных кабелей, ибо в них оптико-волоконные элементы удобно размещать между силовыми фазами. В комбинированных конструкциях кабелей обеспечивается хорошая механическая защита оптико-волоконных элементов. Такое решение дешевле раздельного выполнения силовой и оптико-волоконной передачи. Наличие в кабеле оптико-волоконных систем позволяет улучшить эксплуатацию силовой части, так как оказывается возможным осуществлять контроль температуры кабеля в процессе работы.

**Воздушные линии электропередачи.** Были

рассмотрены вопросы сопоставления воздушных и кабельных линий для передачи больших мощностей.

Однозначного вывода в пользу одного из этих видов передачи естественно не могло быть сделано. Отмечалось, что в зависимости от конкретных условий соотношения стоимости сооружения и эксплуатации воздушных и кабельных передач изменяются в очень широких пределах. При этом отмечались такие, в общем достаточно хорошо известные положения о том, что удельная повреждаемость кабельных линий ниже, чем воздушных, но время и затраты на восстановительные работы выше у первых, чем у вторых. С точки зрения влияния на окружающую среду преимущества на стороне кабельных передач. Последнее в отдельных случаях является определяющим фактором при выборе вида передачи.

Сообщалось о создании газоизолированных линий для передачи на короткие расстояния больших мощностей: 2000 МВт во Франции и 2850 МВт в Японии.

Большое внимание было уделено проблеме сочетания воздушных линий с окружающей средой, связанных с этим ограничений, в том числе законодательных, учету мнений населения, методам проектирования с учетом этих факторов.

В связи с этими проблемами высказывались различные точки зрения по вопросу о создаваемых линиями электромагнитных полей. По мнению ряда специалистов этот вопрос имеет существенное значение; в то время как другая группа не придает им такого значения. Отмечалось, что основной организационной формой решения проблемы для конкретных передач являются проведение на ранней стадии переговоров и достижение соглашений с властями и общественностью. Хорошим техническим решением как в отношении эстетического восприятия линий, так и в отношении электромагнитных полей и генерируемых помех является компактизация линий. Большое внимание уделяется внешнему виду опор и их окраске. Многие страны успешно используют моделирование местности и размещение на ней линий передачи и подстанций для выбора наиболее приемлемых решений.

Последняя группа вопросов, затронутых в докладах и дискуссиях по воздушным линиям, охватывала создание и использование нетрадиционных видов проводов и тросов, включая каналы связи. Рассмотрен опыт Канады по испытаниям и практическому применению грозотросов с встроенным оптико-волоконным кабелем, в частности по борьбе с пляской и обеспечению грозостойкости такого троса. С 1979 г. было введено в эксплуатацию 90000 км грозозащитных тросов с оптико-волоконном; работают они надежно.

Актуальна проблема защиты неметаллических самонесущих оптико-волоконных кабелей от де-

градации их оболочки под воздействием электрического поля линии. В Англии для обеспечения этой защиты разработана эффективная система, заключающаяся в покрытии части длины пролета легко устанавливаемым и снимаемым прутком, имеющим специально подобранное сопротивление.

В Японии для линий передачи 1000 кВ разработаны специальные провода, создающие малые помехи от короны. Это достигается увеличением диаметра проводов на части их окружности (по 45° на диаметрально противоположных сторонах).

Для линии с расщепленными проводами, допускающими высокие температуры (до 200°C), разработаны специальные демпфирующие распорки (Великобритания, США).

Во Франции проводятся исследования принципиально новых конструкций проводов трапециевидной и Z-образной формы, имеющих лучшие, чем провода с крупным сечением, механические и электрические характеристики.

**Подстанции.** По вопросам подстанций доклады и дискуссии были посвящены двум предпочтительным темам:

модернизация подстанций;

влияние новых систем управления на проектирование подстанций.

По первой теме отмечена необходимость при проектировании модернизации (реконструкции) подстанций рассматривать все возможные решения, включая доставку предварительно изготовленных компонентов. Были представлены данные о сопоставлении эксплуатации подстанций с элегазовой и воздушной изоляцией. В зависимости от местных условий и существующих систем управления подстанциями экономически целесообразными могут быть как первые, так и вторые.

Большая часть дискуссии была посвящена вопросу о возможности перехода к системе ремонтов оборудования подстанций «по состоянию». Общим мнением было то, что несмотря на возрастание веса критериев оценки состояния оборудования в планировании ремонтов, система временного принципа планирования всегда остается полезной, особенно при недостатке статистических данных.

В перспективе все большее применение будут находить системы контроля оборудования в процессе его работы. Однако они должны сочетаться с экспертными системами, с мнением персонала. Отмечалось, что отказ от внедрения систем контроля на действующих подстанциях может быть мотивировано большими затратами. Как правило, такое внедрение сочетается с реконструкцией подстанций.

По второй предпочтительной теме отмечено, что близки к завершению принципиальные и

конкретные разработки, свидетельствующие о возможности широкого применения электрооптических измерительных трансформаторов. Это подтверждается большим числом проведенных во всем мире натурных испытаний и десятилетним опытом эксплуатации в ряде стран.

При решении вопросов реконструкции вторичного оборудования элегазовых установок выявилась недостаточная разработка процедур испытаний по электромагнитной совместимости.

В Японии разработан и применяется статический генератор реактивной мощности с самокоммутирующим инвертором для управления реактивной мощностью на подстанциях. Он обладает лучшими характеристиками по быстродействию и высшим гармоникам, чем традиционные статические тиристорные компенсаторы.

В целом подчеркивалось, что на структуру, конструктивные решения и методы эксплуатации подстанций будущего существенное влияние окажет необходимость рационального использования в них современных и перспективных методов управления и контроля, т.е. вторичных систем, а также требования экологии.

**Координация изоляции в энергосистемах.** Основное внимание было уделено вопросам применения на воздушных линиях композиционной изоляции.

Основные положения, вытекающие из представленных по этим вопросам докладов и дискуссий по ним, сводятся к следующему:

основной причиной использования композиционных изоляторов являются их лучшие механические характеристики, позволяющие уменьшить размеры опор;

преимущества таких изоляторов в отношении электрической стойкости по сравнению со свойствами керамических изоляторов могут быть сведены на нет при загрязнении очень высокой степени; особенно осторожными следует быть в отношении кремнерезиновых материалов;

имеющиеся к настоящему времени результаты испытаний по старению недостаточно представительны: необходимы дальнейшие исследования.

Рабочие группы МЭК и СИГРЭ разрабатывают методы проведения работ под напряжением на линиях с композиционными изоляторами.

Рассматривался вопрос о возможных перенапряжениях на оболочках кабелей и методах их оценки расчетным путем. Признано, что вопрос требует дальнейших исследований и уточнения методик расчета.

**Релейная защита и локальные системы управления.** Рассматривались две предпочтительные темы:

практика последних лет и тенденции в области координации или взаимной интеграции систем защиты и управления на подстанциях;

основы построения и обеспечения надежности

работы защит и локальных систем управления; новые пути их усовершенствования.

По первой предпочтительной теме одним из определяющих вопросов является вопрос о затратах при координации или взаимной интеграции систем защиты и локального управления. Отмечены многие факторы, влияющие на эти затраты; в частности, снижение за последние годы стоимости цифровых систем, но увеличение стоимости других технических средств, что может привести к увеличению начальных затрат. Окупаемость должна оцениваться для длительного периода времени с учетом выполнения системами дополнительных функций. Затраты на эксплуатацию и ремонты должны быть снижены путем автоматизации; эти затраты могут быть определяющими при проектировании интегрированных систем. Сами методы расчета затрат требуют уточнения. Пока действия систем контроля и ремонтов недостаточно взаимно интегрированы.

Отмечалось, что объем ремонтов с развитием систем контроля будет уменьшаться, но в целом система делается более сложной и требует более высокой квалификации персонала. Необходима координация деятельности ремонтного персонала и разработчиков систем, а также персонала энергосистем и создателей оборудования. Развитие более надежных оптико-волоконных систем взамен проводных будет еще одним фактором, способствующим взаимной координации и интеграции систем защиты и локального управления. Оценивая проблему в целом, следует считать, что единого ее решения не может быть.

По конкретным перспективным техническим разработкам отмечалось следующее:

высокая надежность, широкие полосы пропускания, линейность, нетрадиционность датчиков тока и напряжения;

применение в перспективе главным образом цифровых систем.

По второй предпочтительной теме были отмечены следующие основные положения:

возможность увеличения интервалов между ревизиями (ремонтами) за счет развития систем самоконтроля;

для обеспечения надежности функционирования цифровых систем и аппаратов их изготовители должны уделять особое внимание тщательности разработки программного обеспечения и методам типовых его проверок (испытаний);

необходимы системы контроля и регистрации событий при эксплуатации систем для обеспечения локального и централизованного анализа нарушений в работе и проведения ремонтных работ;

нужно иметь в крупных институтах и у ведущих фирм хотя и сложные, но необходимые для воспроизводства с требуемой точностью реальных процессов математические модели энер-

госистем и их элементов, включая моделирование вторичных цепей и аппаратов.

**Связь в энергосистемах.** Первая группа обсуждающихся на сессии вопросов, относящихся к системам связи, касалась влияния на них развития свободных рыночных отношений в системах связи общего пользования. Рассматривался вопрос о целесообразном уровне выхода энергосистем на либерализованный рынок связи. Решение этого вопроса будет различным в конкретных странах в зависимости от местных условий. Низший уровень соответствует тому, при котором энергокомпания ограничивается предложением третьей стороне использовать имеющиеся у нее трассы линий. Поскольку для энергосистем необходимо создавать оптико-волоконные каналы, то можно пойти по пути создания дополнительных таких каналов для других пользователей.

Высшим уровнем является предложение третьей стороне услуг по связи в полном объеме, что практически означает выделение систем связи энергосистем в самостоятельную компанию, возможно вспомогательную, конкурирующую на рынке по цене и предлагающую новые услуги. Большинство участников дискуссии придерживается мнения о целесообразности ограничиться низшими уровнями. Приводились примеры успешного использования в энергосистемах услуг внешних организаций связи, в частности подвижной радиосвязи. Однако большинство участников дискуссии отдавали предпочтение использованию в энергосистемах собственных систем и средств связи. Сообщалось о примере положительного использования в энергосистемах спутниковой связи как для административных, так и для оперативных целей.

Вторая группа обсуждавшихся вопросов была посвящена современным каналам для нужд релейной защиты. В частности рассмотрен вопрос о необходимости иметь отдельные (оптико-волоконные) каналы для этих целей или возможности их использования и для других целей. Общим мнением было то, что при современном высоком уровне надежности каналов первое решение не является обязательным. По этой же причине (высокая надежность каналов) была высказана идея отказа от ныне применяемых обычных систем уравнивания непосредственно на подстанциях и передачи их функций центру управления.

**Электромагнитная совместимость энергосистем.** На заседании дискуссионной группы по этой проблеме и специальном заседании типа «круглого стола» («панель») большое внимание было уделено вопросам воздействия на людей и нормирования магнитных полей. При этом было отмечено, что, хотя пока нет данных о явных отрицательных воздействиях таких полей

на человека, заниматься этой проблемой надо, учитывая беспокойство по этому поводу населения. Выработаны некоторые предварительные нормы по этой проблеме в стандартах ENV 50166-1 и 50166-2 Европейской Организации по стандартизации European CENELEC. Эти нормы базируются на ограничении плотности индуцированного в теле человека тока величиной  $10 \text{ мА/м}^2$ .

Подчеркивалось, что воздушные линии являются далеко не самыми мощными источниками магнитных полей. Значительно более высокие уровни таких полей могут иметь место, например, около электропечей и даже некоторых бытовых электроприборов, в частности таких как электробритвы.

Разработаны эффективные методы расчета магнитных полей, создаваемых воздушными линиями, подстанциями, бытовыми электроприемниками и др.

Другая группа вопросов по проблеме электромагнитной совместимости была посвящена влиянию на оборудование с широким использованием электроники и на системы связи переходных процессов, вызываемых ударами молний, коммутационными операциями, короткими замыканиями.

Разработаны методы расчетов таких влияний, позволяющие получать результаты, хорошо согласующиеся с результатами натурных измерений. Последние показали, что реальные воздействия на подстанциях могут быть более тяжелыми, чем уровни испытаний, предписываемые стандартами МЭК. Учитывая имевшие место в ряде стран случаи нарушения работы электронного оборудования, намечено в ближайшие годы провести дополнительные исследования.

Одними из основных мер по уменьшению влияния на оборудование рассматриваемых переходных процессов является надлежащее конструирование и выполнение систем заземления, а также экранирования контрольных кабелей.

Третья проблем электромагнитной совместимости, обсуждавшаяся на сессии, касалась вопросов расчетного и экспериментального определения гармоник тока и напряжения, создаваемых отдельными нелинейными потребителями, а также распространения их в питающих электрических сетях.

Разработанные методы расчетов и исследований на моделях дают неплохие результаты. При этом, однако, подчеркивалась важность учета возможности изменений параметров питающей сети во времени (суточных, сезонных и т.д.), а в отдельных случаях необходимости принятия во внимание параметров не только прямой, но и обратной, и нулевой последовательностей.

Отмечалась необходимость статистического подхода к оценке гармоник тока на основании

измерений, которые в связи с этим должны проводиться в течение достаточно длительного периода времени.

Рассматривался вопрос о компенсации генерируемых приемниками гармоник, и признано, что более эффективно применение децентрализованной системы; однако для ряда случаев, учитывая меньшую стоимость и меньшие требуемые площади, заслуживает рассмотрения и централизованная система, даже если она для отдельных гармоник будет менее эффективна.

**Планирование и развитие энергосистем.** Основное внимание в докладах и в дискуссии по ним по этой группе было уделено влиянию на системы и методы планирования расширения рыночных отношений в электроэнергетике, в частности развития конкуренции.

Отмечалось, что последнее приводит к тенденции сокращения объема информации между участниками конкуренции и информации, поступающей органам или организациям, планирующим развитие энергообъединений и энергосистем. Отмечалось, что такая информация крайне необходима. Поэтому высказывались мнения о необходимости введения законодательных актов, определяющих обязательное представление информации, хотя бы в минимально необходимых объемах. В некоторых странах (Великобритании, Норвегии) уже есть документы такого характера. Вместе с тем указывалось, что с некоторым снижением объемов располагаемой информации приходится считаться, и поэтому при планировании развития электроэнергетики необходимо во все большей степени применять вероятностные методы. Подчеркивалась обязательность соблюдения при планировании и проектировании развития энергосистем установленных законодательством требований по защите окружающей среды. Это положение является обязательным при любых формах экономических структур электроэнергетики, независимо от степени развития конкуренции.

Приватизация электроэнергетики в России и странах Восточной Европы потребовала перехода в этих странах от методов централизованного планирования к освоению более гибких методов, разработанных и применяемых на Западе, в них в частности используется вероятностный подход.

Вторая группа обсуждавшихся проблем относилась к управлению потреблением электроэнергии (УПЭ) и к интегрированному планированию ресурсов (ИПР), а также влиянию современных технологий у потребителей на энергосистемы.

Отмечалось, что УПЭ применяется успешно не только в странах с национализированной энергетикой, но и в странах с приватизированной энергетикой с развитыми рыночными отношениями. В последних УПЭ применяется на коммерческой основе.

Общим мнением было то, что в условиях развитых рыночных отношений классическая система ИПР существовать не может.

В связи с широким применением устройств силовой электроники, в том числе в быту, вероятен быстрый рост уровня генерируемых ими высших гармоник. Кроме того, возможно возрастание трудностей обеспечения живучести энергосистем при больших возмущениях. Это обусловлено применением многих принадлежащих индивидуальным собственникам систем управления, действия которых могут не только не отвечать, но и противоречить нуждам энергосистем.

Третья группа рассмотренных проблем была посвящена электроэнергетике развивающихся стран и стран перестраиваемой промышленностью (Россия, государства Восточной Европы). Отмечен очень быстрый рост установленной мощности в Китае — с 200 до 300 ГВт за период с 1995 г. до 2000 г.

Обсуждались вопросы создания в перспективе ряда крупных межгосударственных энергообъединений, в их числе: связи пяти стран — Египта, Иордании, Сирии, Ирака, Турции; средиземноморского кольца; связи между Россией и Германией и др.

В связи с созданием таких объединений и связей рассматривались вопросы о роли в них передач постоянного и переменного тока, в числе последних гибких управляемых линий (FACTS). Последние считаются эффективным экономическим и техническим решением повышения устойчивости и управляемости энергосистем.

Различные точки зрения высказывались по основным вопросам выбора для межсистемных связей линий электропередач постоянного тока. По мнению одних специалистов (в частности из Германии), такой выбор базируется прежде всего на необходимости (целесообразности) иметь по возможности меньшую режимную взаимную зависимость объединяемых систем. По мнению других (в частности из Франции), создание межсистемных связей на постоянном токе оправдано прежде всего тогда, когда такие связи объединяют регионы с высокой плотностью генерации и выработки электроэнергии, но проходят через регионы, где эта плотность низка. При последнем подходе предложенная связь Россия — Германия на постоянном токе в принципе неоправданна.

**Анализ энергосистем и технические средства.** На заседаниях соответствующей дискуссионной группы и специальном (панельном) заседании были обсуждены вопросы повышения эффективности электрических сетей в целом и воздушных линий электропередачи и их коридоров, в частности. Отмечалось, что в настоящее время в связи с экологическими и финансовыми ограничениями неизбежно повышение загрузки

основных магистральных линий. Это обостряет вопрос о мерах для повышения устойчивости как систем в целом, так и отдельных электропередач. При этом наряду с совершенствованием традиционных систем противоаварийной автоматики все большее значение приобретают упомянутые управляемые с помощью силовой электроники сетевые элементы и создаваемые на их базе гибкие линии передач.

Большое значение для уменьшения влияния на окружающую среду и сокращения размеров коридоров линий имеют разработки в области компактизации последних.

Рассмотрены вопросы оптимизации технико-экономических методов анализа процессов в энергосистемах. Отмечено, что расширение рыночных отношений потребовало некоторых изменений методов оптимизации, но на базе тех же математических структур, которые использовались ранее. Усовершенствование математических методов и технических средств для их реализации должно быть направлено на повышение точности и, возможно, большей ясности. Могут найти применение методы на базе искусственного интеллекта.

Третья группа обсуждавшихся вопросов касалась проблем анализа и моделирования регулирования частоты и напряжения при больших системных возмущениях, а также проблем общего совершенствования систем регулирования напряжения.

Моделирование для решения вопросов регулирования частоты и напряжений в системах при больших возмущениях должно быть комплексным, учитывающим поведение первичного оборудования (котлов, турбин, генераторов), а также вторичных систем (релейной защиты, автоматики и др.). Совершенствование моделей должно базироваться на результатах натурных испытаний. Проведенное временной рабочей группой 38.02.08. СИГРЭ сопоставление имеющихся алгоритмов и методов моделирования показало, что иногда трудно разделить процессы на быстрые и медленные. Поэтому нужно использовать специальные гибкие модели. В недавнем прошлом использовались аналоговые или гибридные модели. В настоящее время в ряде стран разрабатываются полностью цифровые модели.

Совершенствование систем регулирования напряжения затрагивает в основном вторичное децентрализованное регулирование, которое обеспечивает быстрое восстановление напряжения после аварийных ситуаций и увеличивает запас в отношении предотвращения «лавины» напряжения. Развитие рыночных отношений является одним из аргументов для внедрения систем и средств автоматизированного вторичного регулирования напряжения.

**Режимы работы энергосистем и управле-**

ние ими. Наибольшее внимание было уделено первой предпочтительной теме о расширении функций и совершенствовании структуры диспетчерских центров управления. При обсуждении этой группы вопросов были подчеркнуты следующие положения.

Быстро протекающий прогресс в области программирования и вычислительной техники делает актуальными задачи совершенствования существующих и создания новых более эффективных диспетчерских центров управления энергообъединениями и энергосистемами.

Относительно далекой целью совершенствования диспетчерских центров является интеграция базы данных для управления генерированием электроэнергии в систему управления энергосистемой в реальном времени. Для достижения этой цели требуется еще значительная работа.

В отношении обеспечения надежности функционирования современных энергосистем существенное значение имеет управление динамическими процессами в реальном времени, что может быть обеспечено последними достижениями в области информационной техники.

Для подготовки персонала диспетчерских центров и поддержания его квалификации на высоком уровне важным является создание и использование тренажерных моделей.

Важной задачей является совершенствование систем наглядного отображения состояния энергосистем.

Объективно ориентированное моделирование позволяет создавать более эффективные системы «человек—машина».

Вторая предпочтительная тема была посвящена вопросам планирования ресурсов и управления энергосистемами в условиях рыночной конкуренции.

При этом отмечены следующие основные положения:

планирование ресурсов в рыночных условиях следует базировать не на минимизации эксплуатационных затрат, а на обеспечении максимальной прибыли;

в новых экономических условиях актуальной, но пока еще не решенной окончательно задачей является приспособление к этим условиям структуры и работы вспомогательных систем, в число которых входят: системы регулирования частоты и мощности, оперативных резервов, баланса реактивных мощностей, регулирования напряжения, контроля потерь, противоаварийной автоматики, восстановления работы после аварий, в частности полных «погашений».

По третьей предпочтительной теме были рассмотрены проблемы развития координации и управления работой объединенных энергосистем.

При этом отмечены нижеследующие важные

положения.

Необходимы исследования на моделях различных возможных ситуаций в объединениях энергосистем с учетом новейших технологических достижений в области систем управления, при создании управляемых с помощью силовой электроники элементов, сверхпроводящих накопителей и т.п.

Обычно оценка надежности энергосистем базируется на принципе  $(n-1)$ . Применение вероятностных методов позволяет получить лучшие результаты: сократить объем действий по управлению, уменьшить стоимость генерирования электроэнергии и повысить пропускную способность систем электропередачи.

В условиях крупных объединений энергосистем проблема регулирования частоты и активной мощности может быть успешно решена и уже решается на базе надлежащих соглашений между партнерами.

Важной является проблема демпфирования колебаний мощности на межрегиональных связях. Она может быть решена надлежащей переработкой регуляторов напряжения и их координатой со стабилизаторами энергосистем.

**Заключение.** Прошедшая в 1996 г. сессия СИГРЭ подтвердила высокую эффективность этой международной организации по изучению текущих и перспективных проблем электроэнергетики мира в целом и его отдельных регионов и по обмену опытом и знаниями специалистов различных стран.

Информация, полученная на прошедшей сессии, так же как и всех предыдущих, будет способствовать прогрессу электроэнергетики в странах — участниках сессии, в том числе России.

*Авторы: Дьяков Анатолий Федорович окончил электромеханический факультет Северо-Кавказского горно-металлургического института в 1959 г. В 1989 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ) защитил докторскую диссертацию по концепции работы персонала в системах управления объектами энергетики. Президент Корпорации «Единый электроэнергетический комплекс РФ».*

*Ишкин Вячеслав Хусаинович в 1966 г. окончил радиотехнический факультет Московского электротехнического института связи (МЭИС). В 1981 г. в МЭИС защитил кандидатскую диссертацию по высокочастотной связи по линиям электропередачи. Начальник отдела связи и телемеханики ЦДУ ЕЭС России.*

*Мамиконянц Лев Гразданович окончил энергетический факультет Азербайджанского индустриального института в 1938 г. В 1958 г. защитил докторскую диссертацию «Асинхронные режимы синхронных машин» в МЭИ. Ученый секретарь Научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).*

## О Г-образной схеме замещения трансформатора и асинхронной машины

ФАТТАХОВ К.М.

Настоящая статья написана как отклик на материалы дискуссии, которая ведется в течение многих лет по проблеме согласованного изложения теории электрических машин в одноименных курсах, курсах физики, ТОЭ и общей электротехники [1–7]. В связи с этой проблемой вопрос об исследовании Г-образной схемы замещения трансформатора и асинхронной машины рассматривается нами так.

1. Обобщенная Т-образная схема замещения указанных машин может быть представлена так, как показано на рис. 1 [8], где обозначено:  $U$ ,  $I$  — напряжения и токи;  $R$ ,  $X$ ,  $Z$  — активные, реактивные и полные сопротивления;  $s$  — скольжение;  $j$  — мнимая единица. Индексы 0, 1 и 2 означают принадлежность физических величин соответственно ветви намагничивания и цепям контуров 1 и 2 Т-образной схемы замещения трансформатора и асинхронной машины. Индексы 1 и 2 также означают соответственно номера обмоток машины, к которым подводится питание и от которых отводится энергия. Индекс «нг» относится к сопротивлению нагрузки, а индекс «э» означает эквивалентный характер физической величины. Полные сопротивления и напряжение  $\dot{U}'_2$  определяются так:

$$\underline{Z} = R + jX; \quad \underline{Z}'_{23} = \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_{\text{нг}}; \quad \dot{U}'_2 = \underline{Z}'_{\text{нг}} \dot{I}'_2. \quad (1)$$

Сопротивление  $\underline{Z}'_{\text{нг}}$  трансформатора в общем случае может иметь наряду с активной также индуктивную и емкостную составляющие. В противоположность этому сопротивление  $\underline{Z}'_{\text{нг}}$  асинхронной машины может быть только активным. Если в цепь ротора асинхронной машины включено добавочное сопротивление  $\underline{Z}'_{\text{д}}$  (что может быть в случае асинхронной машины с фазным ротором), то в ее схеме замещения

$$\underline{Z}'_2 = (R'_2 + R'_\text{д}) + j(X'_2 + X'_\text{д}); \quad (2)$$

$$\underline{Z}'_{\text{нг}} = (1 - s)(R'_2 + R'_\text{д})/s. \quad (3)$$

Если асинхронная машина имеет короткозамкнутый ротор, то в (1)–(3) следует положить  $R'_\text{д} = 0$ ,  $X'_\text{д} = 0$ . Концентрированное изложение вопросов о приемах приведения физических вели-

чин, нахождения параметров схем замещения и принимаемых при этом допущениях применительно в основном к трансформатору дано в [9]. Эти вопросы применительно и к трансформатору, и к асинхронной машине, хоть и в разбросанном по соответствующим разделам виде, но согласованным между собой образом изложены в курсах электрических машин. Поэтому с целью соблюдения методического единства при рассмотрении исследуемых нами машин принимаем, что в настоящей работе приведение физических величин и определение параметров схем замещения производятся согласно приемам и допущениям, принятым в общеизвестных курсах электрических машин [10–16]. Предполагаем, что асинхронная машина работает в качестве двигателя. Для краткости исследование проводим для наиболее общего режима работы рассматриваемых машин — режима нагрузки, а анализ предельных режимов — холостого хода и короткого замыкания — опускаем.

Уравнения трансформатора и асинхронной машины через параметры схемы замещения рис. 1 с учетом (3) могут быть записаны в виде [8]:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \underline{Z}_1 \dot{I}_1; \\ \dot{E}_2 &= \dot{U}'_2 + \underline{Z}'_2 \dot{I}'_2 = \underline{Z}'_{23} \dot{I}'_2 = \dot{E}_1; \\ \dot{I}_1 &= -\dot{I}'_2 + \dot{I}_0; \\ \dot{I}_0 &= -\dot{E}_1 / \underline{Z}_0. \end{aligned} \quad (4)$$

Точные выражения корней системы уравнений (4)  $\dot{I}_1$ ,  $-\dot{I}'_1$ ,  $\dot{I}_0$ ,  $(-\dot{E}_1)$  могут быть найдены следующими способами.

*Подход 1.* Он заключается в решении системы (4). Изучение показывает, что в курсах электрических машин [10–16] отсутствует полное решение этой системы через напряжение питающей сети  $\dot{U}_1$  и параметры  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}'_{23}$ ,  $\underline{Z}_0$  схемы замещения рис. 1, так как в указанных курсах среди решений системы (4) нет выражения тока  $\dot{I}_0$ , записанного через  $\dot{U}_1$  и параметры схемы замещения трансформатора и асинхронной машины. Этот пробел восполняется нами следующим образом.

Из второго уравнения системы (4) имеем



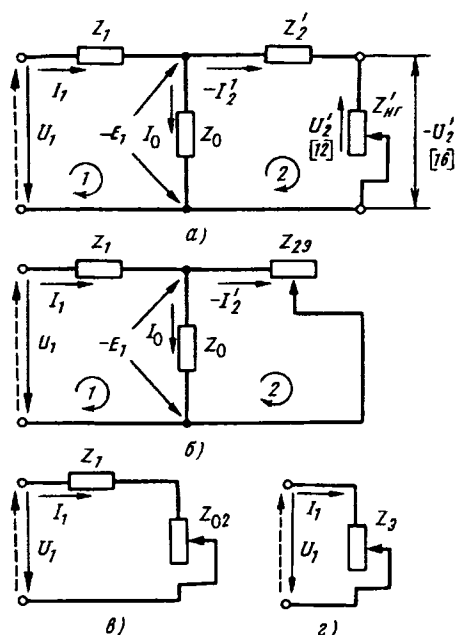


Рис. 1. Т-образная схема замещения трансформатора и асинхронной машины; а — с выделенным сопротивлением нагрузки; б — компактный вид; в — преобразованный вид при замене параллельной части схемы эквивалентным сопротивлением  $Z_{02}$ ; г — то же, но при замене последовательно соединенных сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_{02}$  одним эквивалентным сопротивлением  $Z_3$ . Ориентация физических величин принята согласно [12..16]. Направление действия напряжения питающей сети  $U_1$  изображается сплошной и пунктирными стрелками, если оно рассматривается соответственно как напряжение источника и как ЭДС источника

$$\dot{I}_2' = \dot{E}_1 / Z_{23}' \quad (5)$$

Подставив (5) и четвертое уравнение системы (4) в ее третье уравнение, получим

$$\dot{I}_1 = -\dot{E}_1 (1/Z_{23}' + 1/Z_0) \quad (6)$$

Подставив (6) в первое уравнение системы (4), выразим  $(-E_1)$  через напряжение  $\dot{U}_1$  и параметры схемы замещения рис. 1 следующим образом:

$$-\dot{E}_1 = \dot{U}_1 / \varepsilon, \quad (7)$$

где

$$\varepsilon = 1 + Z_1 (1/Z_{23}' + 1/Z_0). \quad (8)$$

Далее, совершив обратную подстановку (7) в четвертое уравнение системы (4) и выражения (5) и (6), после элементарных алгебраических преобразований с учетом (8) получим:

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_1 / (\varepsilon Z_0); \quad (9)$$

$$-\dot{I}_2' = \dot{U}_1 / (\varepsilon Z_{23}'); \quad (10)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 / Z_3. \quad (11)$$

В (11) сопротивление  $Z_3$  представляет собой

полное эквивалентное сопротивление всей Т-образной схемы замещения трансформатора и асинхронной машины (рис. 1, а—г):

$$\begin{aligned} Z_3 &= Z_1 + Z_{02} = Z_1 + 1/(1/Z_{23}' + 1/Z_0) = \\ &= Z_{23}' Z_0 / (Z_{23}' + Z_0). \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь сопротивление  $Z_{02}$  есть эквивалентное полное сопротивление параллельной части Т-образной схемы замещения (см. рис. 1, б). Формулы (7), (9)—(11) представляют собой полный вид решений системы уравнений трансформатора и асинхронной машины.

**Подход 2.** Он заключается в том, что выражения (7), (9)—(11) определяются расчетом токов Т-образной схемы замещения рис. 1 методами теории цепей [17—19]. Например, если воспользоваться методом эквивалентных сопротивлений, то задачу можно решить следующим образом. Вначале преобразуем схему рис. 1 так, как показано на рис. 1, а—г, согласно следующему положению теории цепей: «Во всех случаях замены электрических схем эквивалентными схемами другого вида необходимо выполнять условие неизменности токов и напряжений в тех частях схемы, которые не затронуты преобразованиями» [17, с. 57]. Тогда согласно рис. 1, а—г вначале придем к выражению эквивалентного полного сопротивления  $Z_3$  всей схемы (12) и выражению (11) общего ее тока  $\dot{I}_1$ . После этого с помощью известных из теории цепей [17—19] формул определения составляющих токов в параллельных ветвях по их общему току (см. параллельную часть схемы рис. 1, а) найдем токи  $(-\dot{I}_2')$  и  $\dot{I}_0$ :

$$\begin{aligned} -\dot{I}_2' &= \dot{I}_1 Z_0 / (Z_{23}' + Z_0); \\ \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 Z_{23}' / (Z_{23}' + Z_0). \end{aligned} \quad (13)$$

Подставив в (13) выражение (11) тока  $\dot{I}_1$ , придем к формулам (10) и (9) для токов  $(-\dot{I}_2')$  и  $\dot{I}_0$ , а выражение (7) для  $(-E_1)$  получим, если обратим внимание на то, что согласно рис. 1, б

$$-\dot{E}_1 = Z_{23}' \dot{I}_2' = Z_0 \dot{I}_0, \quad (14)$$

и подставим в (14) значения токов  $(-\dot{I}_2')$  и  $\dot{I}_0$  из (10) и (9).

**Подход 3.** С учетом изложенного легко видеть, что выражения (7), (9)—(11) можно получить также с помощью Г-образной схемы замещения рис. 2. В самом деле, если согласно рис. 2, а и закону Ома поделить напряжение  $\dot{U}_1$  на сопротивления  $\varepsilon Z_{23}'$  и  $\varepsilon Z_0$ , то получим выражения (10) и (9) для токов  $(-\dot{I}_2')$  и  $\dot{I}_0$ . Одновременно с этим общее эквивалентное сопротивление Г-



образной схемы замещения на рис. 2, а и б с учетом (8) выражается так:

$$\begin{aligned} Z_3 &= \varepsilon Z'_{23} \varepsilon Z_0 / (\varepsilon Z'_{23} + \varepsilon Z_0) = \\ &= Z_1 + Z'_{23} Z_0 / (Z'_{23} + Z_0). \end{aligned} \quad (15)$$

Сравнение показывает, что выражения (15) и (12) совпадают между собой. Отсюда следует, что ток  $I_1$ , найденный по рис. 2, будет определяться так же, как и при нахождении его по рис. 1 из выражения (11). Падение напряжения  $(-E_1)$  можно получить из рис. 2, в и прийти к выражению (7), если воспользоваться при этом соотношениями (14), (10) и (9).

Г-образная схема замещения трансформатора и асинхронной машины, приведенная на рис. 2, в, в широко известной современной электротехни-

ческой литературе не описывается. Она получена в настоящей статье следующими способами.

**Способ 1.** Г-образная схема замещения на рис. 2 следует из уравнения равновесия токов рассматриваемых машин, т.е. из третьего уравнения системы (4); если в него подставить вместо  $(-I'_2)$  и  $I_0$  выражения (10) и (9), получим следующее выражение:

$$I_1 = \dot{U}_1 / (\varepsilon Z'_{23}) + U_1 / (\varepsilon Z_0) = \dot{U}_1 / Z_3,$$

которое, как легко видеть, соответствует Г-образной схеме замещения рис. 2, а

**Способ 2.** Г-образная схема замещения рис. 2 получается в результате эквивалентного преобразования Т-образной схемы замещения рис. 1 в два этапа при соблюдении следующих условий.

1.2. На первом этапе преобразования осуществляется эквивалентная замена схемы на рис. 1, а схемой простейшей электрической цепи, состоящей только из одного сопротивления  $Z_3$  (рис. 1, з), с соблюдением приведенного выше положения. При прочих равных условиях в ходе преобразований остается неизменным общий ток  $I_1$ . Это преобразование было проведено выше в подходе 2.

1.3. На втором этапе рассматриваемых преобразований сопротивление  $Z_3$ , показанное на рис. 1, з, заменяется двумя параллельно соединенными сопротивлениями  $\varepsilon Z'_{23}$  и  $\varepsilon Z_0$  таким образом, чтобы оставались неизменными наряду с током  $I_1$  и токи  $(-I'_2)$  и  $I_0$  при напряжении  $U_1$ . При соблюдении этого условия сопротивления  $\varepsilon Z'_{23}$  и  $\varepsilon Z_0$  по закону Ома определяются как величины, прямо пропорциональные напряжению  $U_1$  и обратно пропорциональные выражениям токов (10) и (9), найденным ранее в подходе 2. В конце второго этапа преобразований окончательно устанавливается вид Г-образной схемы замещения на рис. 2, а.

На наш взгляд, условия, сформулированные в пп. 1.1–1.3, являются одним из конкретных воплощений условий вообще, о которых говорится в следующем стандартизированном определении понятия «эквивалентная электрическая схема» [20, 21].

1.4. «Эквивалентная электрическая схема — схема замещения, в которой величины, подлежащие рассмотрению, имеют те же значения, что и в исходной схеме замещения» [20, с. 20]. При этом согласно [20, с. 19] «схема замещения» или «схема замещения электрической цепи» есть «схема электрической цепи, отображающая свойства цепи при определенных условиях», а понятие «схема электрической цепи» в [20, с. 19] определяется как «графическое изображение элек-

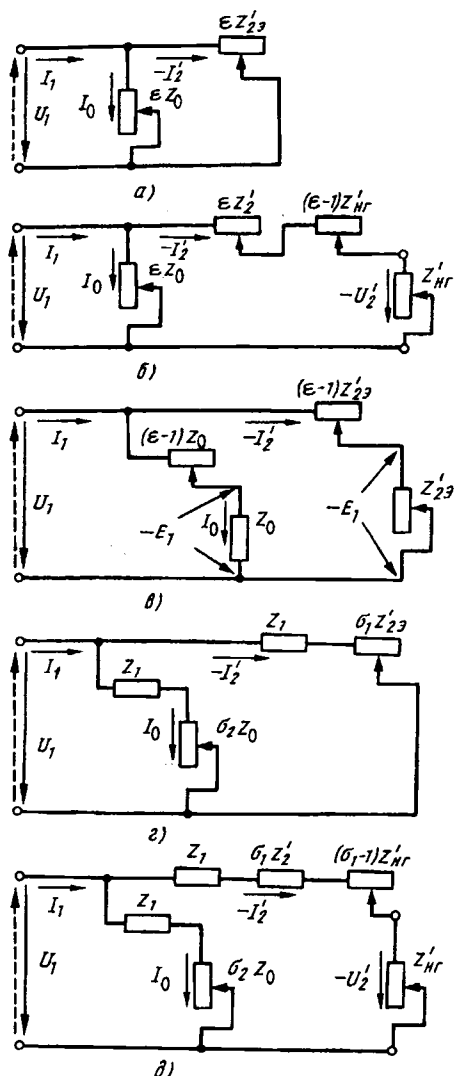


Рис. 2. Г-образная схема замещения, эквивалентная Т-образной схеме замещения, изображенной на рис. 1: а — компактный вид; б — то же, но с выделенным сопротивлением нагрузки; в — вид, соответствующий схеме а, если в ней выделить сопротивления  $Z'_{23}$  и  $Z_0$ ; г — вид, соответствующий формулам (27)–(29); д — то же, но при выделении в нем сопротивления  $Z_{нр}$

трической цепи, содержащее условные обозначения ее элементов, показывающее соединения этих элементов» (см. также [21]).

Легко видеть, что из изложенного выше получается следующий вывод.

1.5. Подстановка в систему (4) выражений (7), (9)–(11), найденных в *подходах* 1–3, убеждает в том, что эти выражения тождественно удовлетворяют указанной системе, а значит, и физическим процессам, происходящим в трансформаторе и асинхронной машине.

Дальнейшее изложение исследований, на наш взгляд, удобно провести на основе анализа относительных разностей следующего вида:

$$\alpha = (\dot{A}_T - \dot{A}_T) / \dot{A}_T = \dot{A}_T / \dot{A}_T - 1, \quad (15a)$$

где  $\dot{A}_T$  и  $\dot{A}_T$  — соответствующие друг другу комплексы физических величин, искомых по Г- и Т-образным схемам замещения (к примеру, при сравнении физических величин, найденных по рис. 2 и 1, в качестве комплексов  $\dot{A}_T$  и  $\dot{A}_T$  поочередно берутся комплексы величин  $I_1$ ,  $(-I_2)$ ,  $I_0$  и  $(-E_1)$ , выражаемых формулами (9)–(11) и (7)).

Анализ с помощью соотношений (15a) позволяет высказать следующее.

1.6. Если относительные разности (15a) равны нулю, то сравниваемые между собой физические величины, найденные по Г- и Т-образным схемам замещения, одинаковы, а если они отличны от нуля, то упомянутые физические величины не равны друг другу.

1.7. Если при исследовании с учетом (15a) и п. 1.6 системы уравнений (4) все искомые в ней физические величины, найденные по Г- и Т-образной схемам замещения, оказываются точно и соответственно равными друг другу, то Г-образная схема замещения является эквивалентной Т-образной схеме замещения и полностью согласуется с положениями государственных стандартов, требованиями теории цепей и электрических машин (так как в этом случае выполняются все условия пп. 1.1–1.5). Всеми этими свойствами обладает Г-образная схема замещения на рис. 2.

1.8. Если среди искомых физических величин, найденных по Г- и Т-образным схемам замещения, имеется хотя бы одна пара сравниваемых между собой величин, не равная друг другу, то Г-образная схема замещения не обладает свойствами, перечисленными в п. 1.7, а вся совокупность физических величин, установленная по ней, не является корнями системы уравнений (4) (в противном случае эта совокупность тождественно удовлетворяла бы указанной системе).

2. Анализ показывает, что в теории элект-

рических машин [10–16] рассматриваются Г-образные схемы замещения трансформатора и асинхронной машины, отличающиеся от Г-образной схемы замещения, приведенной на рис. 2. Из них наиболее характерными, на взгляд автора, являются следующие. Одна из Г-образных схем замещения приведена в [10, рис. 2–21, с. 68] применительно к трансформаторам, а две другие — в [11, рис. 19–6, с. 425] и [12, рис. 24–4, с. 308] применительно к асинхронным машинам. В обобщенном виде все эти схемы можно представить так, как показано на рис. 3, а–в. Г-образная схема замещения на рис. 3, з в литературе по электрическим машинам не встречается, однако легко установить, что она следует из схемы на рис. 3, б при достаточно простом преобразовании последней. Также можно видеть, что Г-образные схемы замещения на рис. 3, а и в

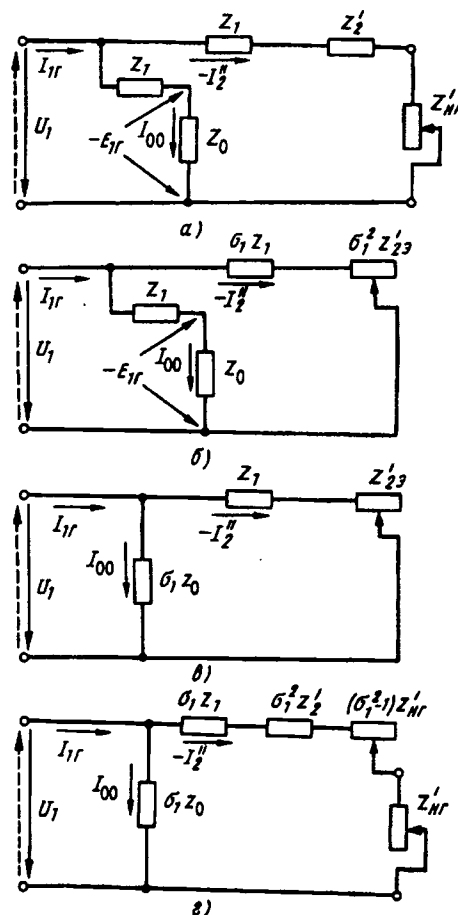


Рис. 3. Традиционные Г-образные схемы замещения трансформатора и асинхронной машины, соответствующие: а — способу их формирования, изложенному в [10]; б — способу, описанному в [11]; в — вид, соответствующий способу [12] или схеме а при замене в ней последовательно соединенных сопротивлений  $Z_2'$ ,  $Z_{nr}'$  и  $Z_1$ ,  $Z_0$  эквивалентными сопротивлениями  $Z_{23}'$  и  $g_1 Z_0$  (согласно формулам (11) и (22)); з — вид, соответствующий схеме б при замене в ней последовательно соединенных сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_0$  эквивалентным сопротивлением  $g_1 Z_0$  и выделении сопротивления  $Z_{nr}'$

являются взаимобратимыми. Охарактеризуем схемы замещения на рис. 3 как традиционные Г-образные схемы замещения трансформатора и асинхронной машины.

Выражения для токов и ЭДС по рис. 3, а и в с учетом (1):

$$I_{00} = \dot{U}_1 / (Z_1 + Z_0) = \dot{U}_1 / (\alpha_1 Z_0); \quad (16)$$

$$-i_2'' = \dot{U}_1 / (Z_1 + Z_{23}' + Z_{\text{н}}') = \dot{U}_1 / (Z_1 + Z_{23}') = \dot{U}_1 / (\alpha_2 Z_{23}'); \quad (17)$$

$$I_{1Г} = -i_2'' + I_{00} = \dot{U}_1 (2Z_1 + Z_{23}' + Z_0) / (Z_1^2 + Z_1 Z_{23}' + Z_1 Z_0 + Z_{23}' Z_0); \quad (18)$$

$$-E_{1Г} = Z_0 I_{00} = \dot{U}_1 Z_0 / (Z_1 + Z_0) = \dot{U}_1 / \alpha_1. \quad (19)$$

Здесь и далее обозначения  $I_{1Г}$ ,  $(-i_2'')$ ,  $I_{00}$  и  $(-E_{1Г})$  относятся к физическим величинам, которые определяются только по традиционным Г-образным схемам замещения рис. 3. По рис. 3, б и г ток  $I_{00}$  и падение напряжения  $(-E_{1Г})$  выражаются так же, как и по рис. 3, а и в, т.е. формулами (16) и (19), а токи  $(-i_2'')$  и  $I_{1Г}$  определяются так:

$$\begin{aligned} -i_2'' &= \dot{U}_1 / (\alpha_1 Z_1 + \alpha_1^2 Z_{23}') = \\ &= \dot{U}_1 / (\alpha_1 (Z_1 + \alpha_1 Z_{23}')); \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} I_{1Г} &= -i_2'' + I_{00} = \dot{U}_1 (Z_{23}' + Z_0) / (Z_1 Z_{23}' + \\ &+ Z_1 Z_0 + Z_{23}' Z_0) = \dot{U}_1 / Z_3. \end{aligned} \quad (21)$$

Как видно из рис. 3, одним из отличий традиционных Г-образных схем замещения от схем на рис. 2 является то, что в ветвях намагничивания схем рис. 3 во всех режимах работы машин протекает неизменный ток  $I_{00}$ . Он представляет собой ток холостого хода трансформатора и ток идеального холостого хода асинхронной машины.

Заметим, что в (16)–(21)

$$\alpha_1 = 1 + Z_1 / Z_0; \quad \alpha_2 = 1 + Z_1 / Z_{23}'. \quad (22)$$

С учетом (8), (22) составим относительные разности вида (15а) физических величин, найденных по рис. 3 и 1. При этом в качестве комплексов  $A_{Г}$  и  $A_{Т}$ , входящих в (15а), будем использовать соответствующие друг другу физические величины  $I_{1Г}$  и  $I_1$ ,  $(-i_2'')$  и  $(-i_2')$ ,  $I_{00}$  и  $I_0$ ,  $(-E_{1Г})$  и  $(-E_1)$ . В том случае, когда используются рис. 3, а и в, в качестве числителей дробей в (15а) будем поочередно брать выражения (16), (17), (18), (19), а в качестве знаменателей — соответственно выражения (9), (10),

(11), (7). В результате получим:

$$\begin{aligned} \alpha_{00} &= I_{00} / I_0 - 1 = E_{1Г} / E_1 - 1 = \\ &= Z_1 / (Z_{23}' (1 + Z_1 / Z_0)); \end{aligned} \quad (23)$$

$$\alpha_2 = i_2'' / i_2' - 1 = Z_1 / Z_0 (1 + Z_1 / Z_{23}'); \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= I_{1Г} / I_1 - 1 = ((-i_2'' / (-i_2')) (-i_2') + (I_{00} / I_0) I_0) / I_1 - \\ &- 1 = (1 + \alpha_2) (-i_2' / I_1) + (1 + \alpha_{00}) (I_0 / I_1) - 1 = (1 + \alpha_2) \times \\ &\times Z_0 / (Z_{23}' + Z_0) + (1 + \alpha_{00}) Z_{23}' / (Z_{23}' + Z_0) - 1 = (Z_0 + \\ &+ \alpha_2 Z_0 + Z_{23}' + \alpha_{00} Z_{23}') / (Z_{23}' + Z_0) - 1 = \\ &= (\alpha_2 Z_0 + \alpha_{00} Z_{23}') / (Z_{23}' + Z_0). \end{aligned} \quad (25)$$

Если при нахождении относительных разностей используются рис. 3, б и г, то в (15а) при прочих равных условиях числители дробей будем формировать, подставляя вместо  $A_{Г}$  выражения (16), (20), (21), (19), тогда  $\alpha_{00}$  выразится, как и при использовании рис. 3, а и в, формулой (23), а  $\alpha_2$  и  $\alpha_1$  будут записаны так:

$$\alpha_2 = -Z_1 / (Z_1 + Z_0); \quad \alpha_1 = 0. \quad (26)$$

При выводе формул (16)–(26) промежуточные упрощения опущены.

Анализ этих формул с точки зрения выполнения требований п. 1.6 показывает, что все относительные разности  $\alpha_{00}$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_{1Г}$ , определенные по рис. 3, а и в, а также относительные разности  $\alpha_{00}$  и  $\alpha_2$ , найденные по рис. 3, б и г, отличаются от нуля, хотя в последнем случае коэффициент  $\alpha_1 = 0$  (см. второе соотношение (26)). Отсюда следует, что все токи  $I_{00}$ ,  $(-i_2'')$ ,  $I_{1Г}$ , найденные по схеме рис. 3, а и в, отличаются от соответствующих токов  $I_0$ ,  $(-i_2')$ ,  $I_1$ , найденных по рис. 1; токи  $I_{00}$  и  $(-i_2'')$ , определенные по рис. 3, б и г, также отличаются от токов  $I_0$  и  $(-i_2')$ , но в этом случае ток  $I_{1Г}$  равен току  $I_1$ ; падения напряжений  $(-E_{1Г})$  и  $(-E_1)$ , найденные по рис. 3 и 1, также отличаются друг от друга. Следовательно, не все искомые физические величины на схеме рис. 3 равны соответствующим физическим величинам, найденным по схеме рис. 1. Поэтому согласно п. 1.8 выражения токов  $I_{1Г}$ ,  $(-i_2'')$ ,  $I_{00}$  и падения выражения  $(-E_{1Г})$ , записанные по традиционным Г-образным схемам замещения, не могут рассматриваться в качестве корней системы уравнений (4). Из-за этого не выполняются требования положения п. 1.7, в связи с чем традиционные Г-образные схемы замещения рис. 3 не могут рассматриваться в качестве Г-образных схем замещения, эквивалентных Т-образной схе-

ме замещения рис. 1 с точки зрения одновременно точного определения совокупности всех физических величин  $\dot{I}_1$ ,  $(-\dot{I}_2')$ ,  $\dot{I}_0$ ,  $(-\dot{E}_1)$ . Отсюда получается также, что традиционные Г-образные схемы замещения не удовлетворяют ни требованиям теории цепей пп. 1.1—1.3, ни положениям п. 1.4 государственных стандартов [20, 21], ни п. 1.5 теории электрических машин.

На вопрос, почему в теории электрических машин в настоящее время применяются Г-образные схемы замещения рис. 3, имеющие отмеченные в п. 2 недостатки, в явном виде ответа в литературе [10—16] не содержится.

3. В связи с этим вновь обратимся к эквивалентным Г-образным схемам замещения рис. 2 и рассмотрим вопрос о возможности их использования при расчетах. Из рис. 2 видно, что результирующие сопротивления параллельных ветвей этих схем изменяются в зависимости от нагрузки машины. Из-за этого может сложиться впечатление, что указанные схемы замещения неудобны для расчетов. Однако такой взгляд, по мнению автора, не имеет под собой оснований по следующим причинам.

3.1. В настоящее время, как известно, в курсах электрических машин [10—16] расчеты ведутся по выражениям токов  $\dot{I}_{1Г}$ ,  $(-\dot{I}_2')$ ,  $\dot{I}_{00}$  в соответствии с традиционными Г-образными схемами замещения (см. формулы (16)—(21) и рис. 3). Для удобства сравнения с этими выражениями формул токов, полученных по рис. 2, развернем выведенные выше компактные выражения (9)—(11) с учетом (1), (8), (15). (22) следующим образом:

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 / Z_3 = \dot{U}_1 (Z_{23}' + Z_0) / (\varepsilon Z_{23}' Z_0) = \dot{U}_1 (Z_{23}' + Z_0) / ((1 + Z_1 (1/Z_{23}' + 1/Z_0)) Z_{23}' Z_0) = \dot{U}_1 (Z_{23}' + Z_0) / (Z_1 Z_{23}' + Z_1 Z_0 + Z_{23}' Z_0); \quad (27)$$

$$-\dot{I}_2' = \dot{U}_1 / (\varepsilon Z_{23}') = \dot{U}_1 / ((1 + Z_1 (1/Z_{23}' + 1/Z_0)) Z_{23}') = \dot{U}_1 / (((1 + Z_1/Z_0) + Z_1/Z_{23}') Z_{23}') = \dot{U}_1 / (Z_1 + \sigma_1 Z_{23}'); \quad (28)$$

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_1 / (\varepsilon Z_0) = \dot{U}_1 / ((1 + Z_1 (1/Z_{23}' + 1/Z_0)) Z_0) = \dot{U}_1 / (((1 + Z_1/Z_{23}') + Z_1/Z_0) Z_0) = \dot{U}_1 / (Z_1 + \sigma_2 Z_0). \quad (29)$$

При подстановке конечных выражений (27)—(29) согласно способу 1 в уравнение равновесия токов системы (4) можно видеть, что этим выражениям будет соответствовать Г-образная схема замещения, представленная на рис. 2,з. Выделив

в ней сопротивление  $Z_{нг}'$ , получим схему замещения, показанную на рис. 2,д. Конечные выражения (27)—(29) удобны также для сравнения с формулами аналогичных величин, приведенными в курсах электрических машин (см. например, формулы (2-37), (2-62) в [10, с. 60, 68] для токов  $\dot{I}_1$ ,  $(-\dot{I}_2'')$  или (19-19), (19-25) в [11, с. 425] для этих же токов). Таким образом, путем сопоставления выражений (27)—(29) с выражениями (16)—(21) или (9)—(11) можно сделать вывод о том, что формулы токов, найденные по эквивалентным Г-образным схемам замещения рис. 2, не отличаются какой-либо особой сложностью по сравнению с формулами токов, установленными с помощью традиционных Г-образных схем замещения рис. 3 или в [10—16].

При современном состоянии вычислительных средств (электронные микрокалькуляторы, персональные ЭВМ) вопросы выполнения возрастающего объема вычислений при необходимости учета изменений сопротивления нагрузки в формулах (9)—(11) или (27)—(29) в настоящее время также не представляет собой проблемы.

Таким образом, ни для теоретического, ни для практического применения Г-образных схем замещения, изображенных на рис. 2, никаких принципиальных ограничений в настоящее время не существует.

Полученные в статье результаты воспринимаются студентами как логически, математически и физически стройные из-за отсутствия в них несогласованностей, присущих традиционным Г-образным схемам замещения рис. 3.

В заключение отметим, что здесь не затронуты Г-, П- и Х-образные схемы замещения рассматриваемых машин, излагаемые в специальных трудах [9, 26—30], обсуждению которых, на наш взгляд, необходимо посвятить отдельные исследования.

Автор настоящей статьи высказывает лишь свои соображения по существу рассматриваемого вопроса и не претендует на то, что предлагаемые им решения единственны и окончательны.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Негушил А.В. О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин. — Электричество, 1986, № 5.
2. Коген-Далин В.В. Системы условно-положительных направлений и векторные диаграммы электрических машин. — М.: Тр. МЭИ, вып. 27, 1958.
3. Иванов Л.Л. К методике изложения некоторых вопросов курса электротехники. — Сб. научно-методич. статей «Электротехника», вып. 1. — М.: Высшая школа, 1973.
4. Негушил А.В. Зачем столько минусов в векторных диаграммах и схемах замещения трансформатора и асинхронной машины? — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 9.
5. Булгаков Н.И. Об устранении несогласованностей в изложении теории трансформаторов. — Электричество, 1984, № 1.
6. Антик И.В. О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы транс-

форматоров. — Электричество, 1985, № 11.

7. Борисов Ю.М., Липатов Д.Н. Общая электротехника. — М.: Высшая школа, 1974.

8. Фаттахов К.М. Об уравнениях трансформатора и асинхронной машины. — Электричество, 1995, № 2.

9. Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. — Л.: Энергия, 1974.

10. Петров Г.Н. Электрические машины. Т. 1. — М.: Энергия, 1974.

11. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Т. 2. — Л.: Энергия, 1965.

12. Пиотровский Л.М. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.

13. Вольдек А.И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.

14. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

15. Копылов И.П. Электрические машины. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

16. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Т. 1. — М.; Л.: Энергия, 1964.

17. Основы теории цепей / Зевеке Г.В. и др. — М.: Энергия, 1975.

18. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 1. — Л.: Энергия, 1983.

19. Касаткин Д.С., Немцов Л.В. Электротехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983.

20. ГОСТ 19880—74. Электротехника. Основные понятия, термины и определения. — М.: Изд-во стандартов, 1984.

21. Электротехника. Терминология: Справочное пособие, вып. 3. — М.: Изд-во стандартов, 1989.

22. Домбровский В.В., Хуторецкий Г.М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. — Л.: Энергия, 1974.

23. Аветисян Д.А. Основы автоматизированного проектирования электромеханических преобразователей. — М.: Высшая школа, 1988.

24. Демирчян К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. — М.: Высшая школа, 1986.

25. Расчет магнитных полей электрических машин методом конечных элементов / А.Л. Кислицын и др. — Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1980.

26. Шимони К. Теоретическая электротехника. — М.: Мир, 1964.

27. Сорокер Т.Г. Расчет рабочих характеристик асинхронного двигателя. — Бюллетень ВЭИ, 1941, № 6.

28. Гурии Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин. — М.: Энергия, 1978.

29. Домбровский В.В., Зайчик В.М. Асинхронные машины. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.

30. Об электромагнитном рассеянии обмоток трансформаторов / В.Е. Казанский, И.М. Сирота и др. — Электричество, 1983, № 9.

*Автор: Фаттахов Касым Мубинович окончил в 1965 г. Ташкентский политехнический институт по специальности «Электрические машины и аппараты». В 1972 г. в Московском энергетическом институте защитил кандидатскую диссертацию на тему «Электротепловые модели гиродвигателей». Доцент кафедры электротехники и электрооборудования предприятий Уфимского государственного нефтяного технического университета.*

## К ЧИТАТЕЛЯМ ЖУРНАЛА «Электричество»

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

<http://www.rlpn.net>

<gopher://gopher.rlpn.net>

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

HELP по адресу [ims@rlpn.net](mailto:ims@rlpn.net)

Полная информация о службе ИНФОМАГ может быть получена в ответ на команду HELP, направленную по адресу [infomag@lgrant.mipt.msk.su](mailto:infomag@lgrant.mipt.msk.su)

С искренним уважением

В.Г. Веселаго, руководитель службы ИНФОМАГ

# Олег Константинович Никольский

*(К 60-летию со дня рождения)*

Исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет научно-педагогической деятельности крупного ученого, доктора технических наук, профессора, заслуженного деятеля науки и техники РФ, заведующего кафедрой электрификации народного хозяйства Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова Олега Константиновича Никольского.

О.К.Никольский работает в АГТУ с 1968 г. старшим преподавателем, доцентом, а с 1980 г. — заведующим профилирующей кафедрой. В 1969 г. он защитил кандидатскую, а в 1979 г. — докторскую диссертации.

Проф. О.К.Никольским создана крупная научная школа в области электробезопасности, получившая широкое признание в России и за рубежом, опубликовано около 150 научных трудов, в том числе монография, получены авторские свидетельства на изобретения и патенты.

О.К.Никольским впервые в мировой практике разработаны



научные основы оптимальных систем электробезопасности. Он является идеологом и одним из первых в России разработчиков высокоэффективной электрозащитной меры — устройств защитного отключения, промышленное производство которых освоено на предприятиях страны.

Крупный практический вклад внесла научная школа проф. О.К.Никольского в решение проблем ликвидации электротравматизма, предуп-

реждения пожаров в России. Наиболее значимым следует отметить создание нормативной и проектно-технологической базы, массовое внедрение устройств защитного отключения на объектах жилищно-гражданского назначения.

Кафедрой, руководимой проф. О.К.Никольским, подготовлено более 1000 инженеров-электриков, работающих во всех отраслях экономики Алтайского края.

На протяжении нескольких лет О.К.Никольский является руководителем аспирантуры и докторантуры, председателем специализированного совета по защите кандидатских диссертаций, им подготовлены кандидаты и доктора наук, профессора.

Работы О.К.Никольского и его школы широко известны за рубежом благодаря участию в международных научных конференциях по электробезопасности (Польша), совместной деятельности с Ахенской высшей технической школой (Германия), ведущими европейскими фирмами.

# Подготовка рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений. Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановки задачи, решаемой в статье;

б) метод решения задачи и принятые допущения;

в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;

г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

д) выводы и рекомендации;

е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;

ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте. В том числе, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуются подчеркивать двумя чертами снизу, строчные — двумя чертами сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При выполнении индексов следует указывать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список ли-

тературы) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте, при этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и города, в котором оно находится, год издания.

Названия иностранных работ, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишней информации, а все обозначения на рисунках должны соответствовать стандарту. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи и не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на глянцевої бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

7. В таблице все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. В конце статьи должны быть указаны сведения об авторе(ах):

а) какой факультет, какого вуза и когда закончил;

б) когда получил ученую степень, где и по какой тематике была защита;

в) место настоящей работы и должность;

г) адрес и номера домашнего и служебного телефона.

9. Необходимо представить краткую аннотацию статьи на русском и английском (включая название статьи) языках, а также ключевые слова.

Зарубежные читатели могут оформить подписку на наш журнал (на русском языке) через следующие фирмы:

Foreign readers can take a subscription to our magazine (in Russian) through the following companies:

#### Albania

Botimpex  
Publications Import—Export  
Agency  
Rr. «Naim Frasheri»  
P.84  
Sh.2 Ap.37  
Tirana  
Tel./Fax: 26886

#### Australia

C.B.D. Library and  
Subscriptions Service  
P.O. Box 255  
Plympton  
South Australia 5038  
Fax: 82938 150  
Centre for Russian and  
Euro-Asian Studies  
135, Barry street  
Carlton, Vic. 3052  
Tel.: 344-5956  
Fax: 344-5590  
Cordon and Gotch Ltd.  
Private bag 290  
Burwood Vic. 3125  
Tel.: 805-1650  
Fax: 808-0437  
Eastern Europe Trading  
Company  
136 Balaclava Road  
Caulfield North Victoria 3161  
Melbourne

#### Azerbaijdzhan

Firma «Yurd»  
37001 Baku,  
Niyazi, 11  
Tel.: 92-89-57  
Fax: 92-91-55

#### Беларусь

220004 Минск,  
ул. Короля, 16  
Изд-во «Красико-Принт»  
Тел.: 20-55-54  
Факс: 20-26-14

#### Belgique

Librairie du Monde Entier  
Rue du Mide, 162  
B-1000, Bruxelles  
Fax: 502-7805

#### Brazil

Livraria V.Rozov  
Rua 24 de Maio, 35  
Sala 1812  
Cep. 01041 São Paulo  
Fax: 578-2074

#### България

«Hemus» Books & Press  
1000 София  
1B «Raiko Daskalov Square»  
Fax: 88-34-19  
«Razprostranenie na petchata»  
1202 София  
Klokotnitsa, 2A  
Fax: 31-60-37

#### Canada

Troyka Limited  
799 College Street  
Toronto, Ontario  
Canada M6G 1C7

#### China

China National Publications  
Import-Export Corp.  
P.O. box 88, 16 Congthi E.Road  
Chaoyang District, Beijing  
100704, PRC

#### Croatia

Tarnis  
Book Imported and  
Subscription Agent  
Petrinska, 11  
41000 Zagreb

#### Česká Republika

«První Novinová Společnost A.S.»  
Hvozďanská, 5-7  
14831 Praha 4

#### Denmark

Arnold Busck  
International Boghandel A/S  
49 Kobmagergade  
DK-1150 København K  
MUNKSGAARD  
Subscription Service  
35 Norre Sogade  
P.O. Box 2148  
DK-1016 København K  
G.E.C.GAD Stakbogladden  
Slavic Department  
NDR, Ringgade 3  
DK-8000 Aarhus C  
RHODOS  
International  
Subscription Agency  
Niels Brocks Gard  
36 Strandgade  
DK-1401 København K  
Slavisk Boghandel  
5 Christian IXs Gade  
DK-1111 København K

#### Eesti

eesti Ajakirjanduslevi  
Tuukri Poik 6, EE 0102  
Tallinn  
Tel.: 42-93-46

#### England

Dawson UK Ltd.  
Cannon House  
Folkestone  
Kent CT 19 5EE  
W.H.Everett and Son Ltd.  
Sulivan Road  
London SW6 3DU  
B.H.Blackwell Ltd.  
Periodicals Division  
P.O. Box 40  
Hythe Bridge Street  
Oxford  
England OX1 2EV  
Nordic Subscription  
Consultants  
P.O. Box 2029  
Sturminster Newton  
Dorset DT 10 1YE  
Thomson's of Oxford Ltd.  
11 Broad Street  
Oxford OX1 3AR

#### España

Libreria Rubinos  
Alcala 98  
Madrid 28009  
Tel.: 435-2239  
Fax: 575-3272

#### France

«MK Librairie du Globe»  
2 Rue de Buci  
75006 - Paris  
Fax: 43 25 50 55  
Dawson France  
Rue de la Prairie  
B.P.57  
91871 Palaiseau Cedex  
Tel.: 69 10 47 00  
Fax: 64 54 83 26  
«Lavoisier Abonnement»  
14 Rue de Provigny  
94236 Cachan Cedex

#### Deutschland

Kubon & Sagner  
Buchexport-Import GmbH  
Abt. Zeitschriftenimport  
D-80328 Muenchen  
Tel.: 54-218-0  
Fax: 54-218-218  
Lange & Springer  
Wissenschaftliche  
Buchhandlung GmbH &  
Co.KG  
Otto-Suhr-Allee 26/28  
D-10 585 Berlin  
Tel.: 340-05-0  
Fax: 342-06-11  
Buchhandlung «Raduga»  
zu Hd. Frau Nina Gebhard  
Friedrichstrasse 176-179  
D-10117 Berlin  
Tel./Fax: 203-02321  
Zeitungs-Vertrieb  
Gebrueder Petermann  
Medien Handel GmbH,  
Kurfuerstenstrasse 111  
D-10787 Berlin  
Tel.: 21-99-92-0  
Fax: 213-86-92

#### Hellás

«Giannicis S.A.»  
18 Fidiou str.  
Athens 10678  
«Hellenic Distribution»  
Agency Ltd.  
1 Digeny Str.  
17456 Alimo  
Tel.: 995-5383  
Fax: 993-6043

#### Hong Kong

Apollo Books Co. Ltd.  
T.S.T.P.O. Box 95170  
Kowloon  
Fax: 369-5282  
Great Eastern Book Co.  
P.O. Box 20005  
HENNESSY Post Office  
Tel.: 527-7459  
Fax: 527-2172  
Sinminchu Publishing Co. Ltd.  
Rm.1015, Tower A  
Hunghom Commercial  
Centre  
39 Ma Tau Wai Road  
Hunghom, Kowloon  
Tel.: 334-9327  
Fax: 765-8471

#### Island

Skakhvud-the Chess House  
Laugavegi 118  
105 Reykjavik  
Iceland  
Tel.: 9768  
Fax: 9768

#### India

International Journals  
Distribution Agency, 4-E/15  
Jhandewalan, New-Delhi  
110005

#### Israel

Knizhnaia Lavka Ltd.  
P/O/Box 11628  
Tel-Aviv, 61116  
Fax: 528-9735  
«Steinmatzky Ltd.»  
11 Hakishon Str.  
P.O. Box 1444  
BNEI-BRAK, 51114  
Fax: 579-4567  
TELDAN  
P.O.Box 18094  
Tel-Aviv, 61180  
Tel.: 695-0073  
Fax: 695-6359

#### Italia

Libreria Edest  
Via Cairoli 12/4  
16124 Genova  
Fax: 297703  
Il Punto Editoriale  
di Vincenzo Bernardi & Co.  
Via della Cordonata 5  
00187 Roma  
Fax: 679-5805  
Editoriale Stampa  
Triestina SpA  
Via Montecchi 6  
34132 Trieste

#### Japan

Nauka Ltd.  
2-30-19 Minami Ikebukuro  
Toshima-ku, Tokyo, 171  
Nisso-Tosho Ltd.  
1-5-16 Suido  
Bunkyo-ku  
Tokyo, Japan

#### Југославија

Jugoslavenska Knjiga  
Pretpata  
P.O. Box 36  
11000 Београд

#### Korea

Universal Publications  
Agency Ltd.  
C.P.O. Box 9084  
Seoul, 100-690  
Tel.: 735-7809  
Fax: 723-3890

#### Kýpros

Odigitis Bookshop  
1A Romanos Str.  
Nicosia  
Fax: 45-37-57



**Latvija**

Latvijas Pasts  
LV-1000 Riga  
Brivibas bulvari, 21  
Tel.: 701-8842  
Fax: 701-8754  
000 «SCS» 7, Riga,  
LV-1010, Valkas, 4

**Luxembourg**

Messengeris «Paul Kraus»  
B.P.2022  
11, Rue Christophe Plantin

**Magyarország**

MKM Dunatrade KFT  
1035 Budapest III.  
Kerek u.80  
Tel.: 250-0194  
Fax: 250-0233

**Македонија**

Knjigoizdatelstvo Makedonska  
Knjiga  
ul. 11 Oktomvri, b.b.  
91000 Skopje

**Nederland**

Pegasus Subscription  
Department  
P.O.Box 11470  
1001 GL Amsterdam  
Tel.: 623-1138  
Fax: 620-3478  
Martinus Nijhoff International  
P.O. Box 269  
2501 AX 's-Gravenhage  
Tel.: 684-400  
Fax: 615-698

**New Zealand**

Mercury Direct Marketing  
P.O. Box 24013 and 24235  
Royal  
OAK Auckland  
2 Carr Road MT Roskill  
Auckland  
Tel.: 625-3010  
Fax: 625-3006

В Москве вы можете оформить подписку на наш журнал с доставкой по любому адресу в любой стране. Обращайтесь по адресу: 117049 Москва, Б.Якиманка, 39, АО «Международная книга», фирма «Периодика».

Контактный телефон 238-4967  
Факс 238-4634

Преимущества такого рода подписки — скидка с экспортной цены, отправка не позже чем через две недели после подписки.

**Norge**

NIC Info A/S  
Attn.: LIV SKOG  
P.O.Box 6512-Etterstad  
0606 Oslo

**Österreich**

Gerold & Co.  
Graben 31  
1011 Wien  
Tel.: 533-50-140  
Fax: 533-50-1412

**Polska**

«Ars Polona»  
Centrala Handiu  
Zagranicznego  
Krakowskie Przedmiescie, 7  
Warszawa

**IPS JOURNALS**

K.Kaletka,  
ul. Piekna, 24/26  
00 549 Warszawa  
Fax: 621-5470  
Orpan  
Biuro Importu  
Palas Kultury i Nauki  
00-901 Warszawa  
Fax: 628-8670

«RUCH» S.A.  
Oddzial Warszawa  
ul. Towarowa, 28  
00958 Warszawa  
Fax: 620-1762

**PRESS**

Pl. Na Rozdrozu, 3  
00 584 Warszawa  
Fax: 628-8399

**Romania**

Rodipet S.A.  
Piața Presei Libere No 1 -  
Sector 1,  
București

**Србија**

PROEX EXPORT-IMPORT  
AGENCY  
TERAZIJE, 16/1,  
1001 Beograd

**Slovakia**

PNS S.P.  
Pribinova 25  
813 81 Bratislava  
«Slovart» G.T.G. Ltd.  
Krupinska, 4  
852 99 Bratislava 5

**Slovenia**

Cankarjeva Zalozba  
P.O. Box 201-IV  
61001 Ljubljana  
Drzavna Zalozba Slovenije  
P.O. Box 50-I  
61000 Ljubljana  
Markom d.o.o.  
Prvomajska, 9  
61110 Ljubljana

**Suisse**

Pinkus Genossenschaft  
Froschaugasse 7  
Postfach 8025 Zürich  
Tel.: 251-2674  
Fax: 251-2682  
Librarie Cobram  
Rue Louis Favre 37  
1201 Geneve  
Tel.: 733-9512  
Fax: 740-1530  
Dynapress Marketing S.A.  
Subscription Dept.  
38 Avenue Vibert, CH-1227  
Carouge, Geneve  
Tel.: 308-0444  
Fax: 308-0659

**Suomi**

OY TIBO-TRADING AB  
Subscriptions Department  
P.O. Box 33  
SF-21601 Pargas  
SUOMALAINEN  
KIRJAKAUPPA  
Subscription Department  
P.O. Box 2  
SF-01641 Vantaa

In Moscow You can take a subscription to our magazine with a delivery to any address in any country all over the world at: 117049 Moscow, Bolshaya Yakimanka, 39, AO «Mezhdunarodnaya kniga», «Periodika» company.

Contact tel.: (095) 238-4967

Fax: (095) 238-4634

Advantages of such a subscription are the following:

- a discount from the export price;
- a dispatch of the magazine not later than in two weeks after taking a subscription.

**Akateeminen Kirjakauppa Services**

Subscription  
P.O. Box 23  
SF-00371 Helsinki  
Tel.: 12141  
Fax: 121-4450

Hansel Ltd.  
P.O.Box 108  
00381 Helsinki

Translatio Rustica  
Isonnitynkatu 3A  
SF-00520 Helsinki  
Tel.: 777-2357

**Sverige**

Wennergren-Williams  
Informationsservice AB  
Subscription Department  
Box 1305, 17125 Solna

**USA**

Victor Kamkin  
Bookstore INC  
4956 Boiling Brook Parkway  
Rockville, MD 20852  
Tel: 881-5973  
Fax: 881-1637

Znane Book Store  
5237 Geary Boulevard  
San Francisco, CA 94118  
Tel.: 752-7555

Almanac Press, Inc.  
501 South Fairfax Avenue  
Suite 206  
Los Angeles, CA 90036  
Tel.: 931-2692  
Fax: 931-7748

**Vietnam**

XUNHASABA  
32 Hai Ba Trung  
Hanoi, S.R.V.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10



924-24-80, 928-88-69; факс 315-0698

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 24.03.97. Подписано в печать 24.04.97. Формат 60×80<sup>1</sup>/8.  
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Заказ 248

ЗАО «Знак», 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10

Отпечатано в типографии МЭИ

111250 Москва, ул. Красноказарменная, д. 13

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

## Вниманию читателей!



В АО «ИНФОРМЭНЕРГО» вышла из печати книга «Электроэнергетика России. История и перспективы развития» под общей редакцией члена-корреспондента РАН, доктора технических наук, профессора Анатолия Федоровича Дьякова.

В книге освещены основные исторические этапы становления и развития электроэнергетики России с дореволюционного периода до наших дней. Значительное внимание уделено реализации плана ГОЭЛРО и вопросам электрификации. Рассматриваются современное состояние электроэнергетики России по основным направлениям, планы развития, технического перевооружения и реконструкции электроэнергетических предприятий до 2010 г., а также проблемы переходного периода и адаптации отрасли в новых экономических условиях. Справочный раздел содержит хронику основных событий в электроэнергетике, статистические данные, список литературы.

Книга рассчитана на широкий круг читателей, интересующихся электроэнергетикой страны.

Стоимость книги «Электроэнергетика России. История и перспективы развития» — 270 тыс. руб.

Заказы на книгу и данные с указанием о предоплате направлять по адресу:

129110, Москва, проспект Мира, 68,  
АО «Информэнерго»  
Тел. (095) 280 0580 Факс (095) 280 1193



Joint-Stock Company «INFORM-ENERGO» has published a book named «Electrical Power Engineering in Russia. History and Prospects for the Development», edited by professor Anatoly F. Diakov, a corresponding member of the Russian Academy of Sciences, D.Sc. (Tech.).

The book dealt with main historical stages of rise and development of electrical power engineering in Russia from the pre-revolutionary period to the present time. Considerable attention is given to the implementation of the plan drawn up by the State Commission for Electrification of Russia (GOELRO Plan). The book reviews the current status of all major branches of the electrical power industry in Russia, plans for development, technical renovation and reconstruction of electrical utilities and enterprises through the year 2010, as well as problems related to the transitional period and adaptation of the industry under new economic conditions. The reference section contains the chronicle of major events in electrical power engineering, statistical data, bibliography.

The book is intended for a wide circle of readers who are interested in the Russian electrical power industry.

Price: 270,000 roubles.

Orders for the book and relevant information proving prepayment (see overleaf) may be sent to the following address:

JSC «Informenergo», Prospect Mira 68,  
129110 Moscow, Russia  
Tel: (+7 095) 280 0580 Fax: (+7 095) 280 1193