

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1993

·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ·

6

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

АНДЕРС В. И., БЕЛКИН Г. С., БОРТНИК И. М., БОРЦОВ Ю. А., БУДЗКО И. А., БУТЫРИН П. А., ГЕЛЬФАНД Я. С., ДАНИЛЕВИЧ Я. Б., ЕВСЕЕВ Б. Н. (зам. главного редактора), ЕРШЕВИЧ В. В., ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А. В., ИЛЬИНСКИЙ Н. Ф., ИОССЕЛЬ Ю. Я., КОМЕЛЬКОВ В. С., КОСТЕНКО М. В., ЛАБУНЦОВ В. А. (главный редактор), ЛАРИОНОВ В. П., ЛИЗУНОВ С. Д., МАМИКОНЯНЦ Л. Г., МИТЮШКИН К. Г., МОРОЗКИН В. П., НЕТУШИЛ А. В., РОЗАНОВ Ю. К., ПИЩИКОВ В. И., СЕМЕНОВ В. А., СЛЕЖАНОВСКИЙ О. В., СОВАЛОВ С. А., СТРОЕВ В. А., ТАРЕЕВ Б. М., ТОЛСТОВ Ю. Г., ЧЕЧУРИН В. Л., ШАКАРЯН Ю. Г., ШАТАЛОВ А. С., ШИЛИН Н. В.

Редакторы по направлениям тематики:

Евсеев Б. Н. (электрические машины, электропривод, электрический транспорт); **Макаршин Б. Д.** (ТОЭ, преобразовательная техника, электроматериалы); **Прилуцкий А. Л.** (электроэнергетика, ТВН, электрические аппараты)

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10.
Телефон 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК. Отделение физико-технических проблем энергетики; ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Экспертные системы для анализа действий релейной защиты

ВАЗЮЛИН М. В.

Введение. В 1985–90 гг. в иностранных научно-технических журналах появился ряд статей, свидетельствующих об исследованиях, проводимых в США, ФРГ и Японии с целью создания экспертных систем (ЭС), которые помогали бы диспетчеру оценить аварийные ситуации в энергосистеме. Имевшаяся к этому времени в достаточно большом количестве литература по искусственному интеллекту (ИИ) давала основания предполагать, что методология ЭС позволит автоматизировать решение плохо формализуемых задач распознавания вида и места аварии и последующей разработки последовательности операций по восстановлению нормального режима [1]. Большая часть работ была направлена главным образом на определение поврежденного присоединения в электрической сети того или иного класса напряжения (от 110 до 380 кВ). Для этого предполагалось использовать информацию о действии релейной защиты (РЗ) и выключателей, способы ввода которой не рассматривались и были самыми разнообразными — от ручного ввода с клавиатуры [2] до использования каналов телемеханики [1] и терминалов-регистраторов [3]. Меньше внимания уделялось анализу правильности работы устройств РЗ (УРЗ), линейной автоматики и выключателей. ЭС, представленная в [1], определяла лишь ложное срабатывание и отказ срабатывания УРЗ. Более подробный анализ осуществляет система, описанная в [3], анализируя также согласованность работы всех УРЗ и правильность работы выключателей. В большинстве работ применялась методология ЭС и соответствующие этой методологии достаточно развитые

средства — языки инженерии знаний, такие как OPS5, либо та или иная версия Пролога — языка логического программирования. Разработка практически всех предлагаемых систем находится на стадии исследовательского прототипа, хотя некоторые ЭС уже установлены в диспетчерских центрах энергосистем.

В статье рассмотрен ряд имеющихся за рубежом ЭС для определения поврежденного присоединения в энергосистеме и анализа правильности работы релейной защиты и автоматики (РЗ и А) и выключателей, обсужден вопрос о необходимости анализа действий РЗ в реальном времени и о возможности использования ЭС в этом режиме, а также сделаны некоторые выводы о развитии машинной экспертизы действий РЗ.

О технике ЭС. Исследование с целью разработки ЭС носит существенно междисциплинарный характер, который определяется необходимостью соответствия логики средства логике задачи, решаемой при помощи этого средства. Поэтому ниже кратко поясняется понятие ЭС с точки зрения логики ЭС как средства.

Под ЭС понимается специализированная программа, являющаяся экспертом в узкой предметной области [4]. ЭС функционально состоит из базы знаний (БЗ), машины вывода, диалоговой и объяснительной компонент и компоненты приобретения знаний (см., например, [5]).

Знания в БЗ могут быть представлены различными способами: в виде правил-продукций (правила вида ЕСЛИ... ТО...), фреймов (структура данных, состоящая из нескольких структурных еди-

ниц, содержащих некоторые признаки субъекта описываемого суждения) или семантической сети (связанные таблицы, в которые сведены признаки субъектов суждений и сами субъекты). Однако в любом случае способ представления знаний порождается стремлением добиться модульности и унификации структуры данных, ее независимости от содержания. Если отвлечься от содержания знания, то остаются лишь формы мышления, как они понимаются в формальной логике. Поэтому представление знаний в виде правил-продукций, т. е. структуры сложного условного суждения, наиболее отвечает указанному стремлению.

Если структура данных не зависит от содержания данных, то и работа машины вывода, т. е. алгоритм, применяемый к данным, также не зависит от содержания данных. Существует только один такой алгоритм — перебор. Отсюда прямо следует рекомендуемое специалистами по ИИ применение ЭС в узких предметных областях.

Диалоговая компонента реализует взаимодействие пользователя с системой для побуждения ЭС к работе, ввода данных, получения результата вывода, запроса и получения объяснений, расширения БЗ.

Объяснительная компонента отслеживает удачную цепочку перебора и по требованию пользователя выводит, например, конкретизированные правила в очередности их применения.

Компонента приобретения знаний предназначается для автоматизации и модификации БЗ. При попытках реализовать эту функцию универсальным способом возникают большие трудности, и в результате компонента приобретения знаний чаще всего сводится к редактированию БЗ, реже она включает ограниченную проверку на непротиворечивость заполняемой БЗ и лишь в некоторых простейших случаях — механизм индуктивного вывода.

Таким образом, в технике ЭС имеется сильная тенденция, выражающаяся в переходе от конкретных, предметных отношений к универсальным, формально-логическим системам. Однако действует и противоположная тенденция. Попытки применить формальную логику для решения конкретных задач выявили необходимость разработки

модальных логик, логик временных отношений и т. п., применяемых в зависимости от класса решаемой задачи.

Экспертная система для определения поврежденного присоединения на основе информации о действиях УРЗ и выключателей. ЭС, описанная в [2], разработана в Японии. Она предназначается для помощи диспетчеру в оценке аварийной ситуации в качестве первого шага при восстановлении нормального режима и отвечает на два взаимосвязанных вопроса: какое присоединение повреждено

с наибольшей вероятностью и какова была последовательность действий защит и выключателей.

Эти вопросы внутренне связаны как стороны "двуединой" задачи определения аварийного события. Непосредственно имеются только данные о работе РЗ, противоаварийной автоматики, реле положения выключателей и т. п., т. е. о событии во вторичной сети¹. Событие во вторичной определяется событием в первичной сети — повреждением присоединения. В то же время вторичная сеть относительно самостоятельна — событие в ней может произойти и без события в первичной сети (например, ложная работа защиты). Следовательно, для того, чтобы определить поврежденное присоединение, мы должны проанализировать работу релейной защиты, а чтобы проанализировать работу релейной защиты, мы должны знать поврежденное присоединение. Поэтому любая ЭС, определяющая поврежденное присоединение, одновременно анализирует работу УРЗ.

В рассматриваемой ЭС идентифицируются правильные действия и отказы РЗ и выключателей, но акцент делается на определение поврежденного присоединения, а не на анализ правильности работы РЗ. Поэтому, а также потому, что диспетчеры заинтересованы в сигналах от РЗ на обобщенном уровне, а не на детализированном — от каждого реле, составляющего устройство РЗ, в ЭС рассматривается УРЗ в целом, как обобщенное (табл. 1). Именно на уровне обобщенных УРЗ описываются в базе данных БД2 схемы подключения устройств защиты (рис. 1).

Таблица 1

Тип	Объяснение обобщенного устройства релейной защиты
<i>MR</i>	Защита, использующая электрические величины, полученные от двух или более подстанций, и отключающая выключатель на одной подстанции (УРЗ линии с использованием каналов связи)
<i>TR</i>	Основная защита трансформатора
<i>BR</i>	Защита шин
<i>RR</i>	Дистанционная защита
<i>LR</i>	Устройство резервирования отказа выключателей (УРОВ)

Для того, чтобы сделать вывод о поврежденном присоединении, надо знать конфигурации первичной и вторичной сетей. Конфигурация вторичной сети описывается совокупностью связей обобщенных УРЗ и выключателей. Эти знания хранятся в БД1. Первичная сеть представляется в виде графа,

¹ Выделение вторичной (управляющей) сети и первичной (силовой) сети вызывается необходимостью структурирования знаний, требующихся для построения ЭС.

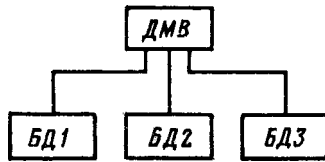


Рис. 1. Концепция системы вывода, основанной на знаниях, для оценки поврежденного присоединения:

ДМВ – дедуктивная машина вывода; БД1 – факты о сети и системе защиты; БД2 – знания о схемах подключения и функционирования устройств РЗ; БД3 – правила и эвристики для оценки поврежденного присоединения

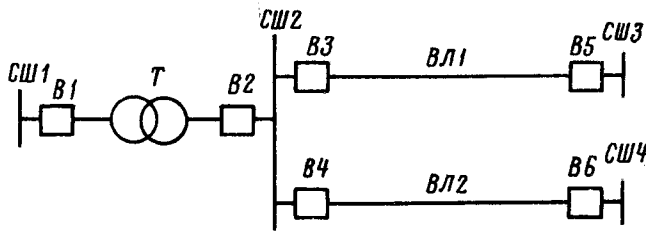


Рис. 2. Схема первичной сети, описываемой следующими выражениями на Прологе:

```
network (bus_1,b_1,tr,on), network (tr,b_2,bus_2,on), network
(bus_2,b_3,line_1,on), network (bus_2,b_4,line_2,on), network
(line_1,b_5,bus_3,on), network (line_2,b_6,bus_4,on).
```

узлы которого соответствуют присоединениям, а ветви – выключателям.

ЭС написана на Прологе – языке логического программирования, основанном на исчислении предикатов первого порядка. Интерпретатор Пролога осуществляет перебор правил при помощи встроенных механизмов сопоставления с образцом и возврата. Одно из преимуществ Пролога заключается именно в наличии фактически встроенной машины вывода. Схема первичной сети с фрагментом программы на Прологе, весьма просто описывающей граф первичной сети, показана на рис. 2.

Общее описание обобщенного УРЗ на Прологе таково:

```
relay(< name >, < type >, < circuit_breakers >, < node >,
< backed_up_relay >, < backward_nodes >).
```

Здесь предикат relay, описывающий обобщенное УРЗ, имеет следующие аргументы: < name > – полное наименование УРЗ; < type > – его тип из табл. 1; < circuit_breakers > – набор выключателей, которые отключаются этим обобщенным УРЗ; < node > – защищаемое присоединение (для реле типа MR, TR или BR); < backed_up_relay > – необходимо только для УРЗ типа LR и представляет собой полное имя соответствующей основной РЗ, действующей на резервируемый выключатель; < backward_nodes > – необходимо только для УРЗ типа RR и представляет предшествующие присоединения защищаемого направления.

Покажем, как можно описать, например, подключение основной защиты трансформатора (рис. 3) с использованием предиката relay:

```
relay (dzt, tr, [b_1, b_2], [trans_12], [ ], [ ]).
```

Правила, описывающие логику РЗ, представлены выражениями:

```
operate (Relay, Fault):-protect(Relay,Fault).
```

```
protect(Relay,Fault):-
relay(Relay,mr,Circuit_breakers,Zones,[ ],[ ]),
member(Fault,Zones).
```

```
protect(Relay,Fault):-
relay(Relay,tr,Circuit_breakers,Zones,[ ],[ ]),
member(Fault,Zones).
```

```
protect(Relay,Fault):-
relay(Relay,br,Circuit_breakers,Zones,[ ],[ ]),
member(Fault,Zones).
```

```
protect(Relay,Fault):-
relay(Relay,rr,Circuit_breaker,[ ],[ ],Backward_node),
search(Circuit_breaker,Backward_node,Black_out_area),
member(Fault,Black_out_area).
```

```
protect(Relay,Fault):-
relay(Relay,lr,Circuit_breakers,[ ],Backed_up_relay,
[ ]):-operated(Backed_up_relay),relay(Backed_up_relay,
Type,Circuit_breakers_of_Backed_up_relay,Zones,[ ],[ ]),
member(Circuit_breaker,
Circuit_breakers_of_Backed_up_relay),
not(tripped(Circuit_breaker)),member(Fault,Zones).
```

Формулировка (3) – правило, представляющее основную схему действия УРЗ в случае повреждения: если поврежденный узел "Fault" расположен в зоне защиты "Relay", то УРЗ "Relay" действует.

Определение предиката "protect" зависит от типа каждого обобщенного УРЗ и дано в формулировках (4)–(7).

Выражения (4), (5), (6) описывают правила для УРЗ типов MR, TR и BR: если поврежденный узел "Fault" принадлежит защищаемой зоне "Zones" УРЗ "Relay", то УРЗ "Relay" защищает от по-

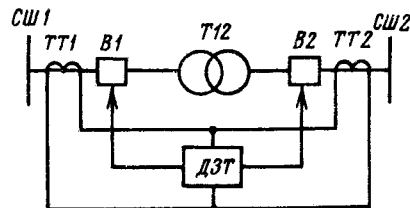


Рис. 3. Схема подключения основной защиты трансформатора

вреждения "Fault". Здесь предикат "relay" используется, чтобы получить информацию об УРЗ "Relay": переменная "Relay" имеет значение, когда даны актуальные имена действующих УРЗ. Переменная "Zones" приписывается группе узлов, представляющей зону защиты каждого действующего УРЗ "Relay" при помощи механизма сопоставления с образцом. Предикат "member" подбирает один элемент из группы узлов "Zones" и помещает его в переменную "Fault" в качестве варианта поврежденного присоединения.

Для УРЗ типа *RR* защищаемая зона зависит от конфигурации сети, включая состояния выключателей. Когда защита действует нормально, выполняется условие: поврежденное присоединение, определенное по УРЗ *RR*, должно быть расположено в отключенной области (переменная *Black_out_area*), т. е. в области, ограниченной отключенными выключателями.

Устройство резервирования отказа выключателей (УРОВ) описывается выражением (8). Предикат "operated" проверяет, подействовала ли основная защита "Backed_up_relay" на отключение резервируемого выключателя или нет. Правило (8) гласит, что УРЗ "Relay" защищает от отказа выключателя "Fault", если:

УРЗ "Relay" резервирует выключатель, который должна отключать основная защита "Backed_up_relay";

подействовала "резервируемая" защита "Backed_up_relay";

выключатель "Circuit_breaker" — один из тех выключателей "Circuit_breakers_of_Backup_relay", которые должны были быть отключены "резервируемой" защитой "Backed_up_relay";

выключатель "Circuit_breaker" не отключен;
повреждение "Fault" принадлежит зоне "Zones" соответствующей защиты "Backed_up_relay".

Отметим, что язык Пролог, используемый в качестве средства для написания программ ЭС, конечно, способствует выявлению логики действий РЗ, будучи языком логического программирования. В то же время он представляет собой машинную реализацию универсальной формально логической системы — исчисления предикатов первого порядка. Поскольку выявление логики времени не является задачей собственно формальной логики, т. е. поскольку любая формально логическая система существует как бы вне времени, тогда как любая защита принципиально — во времени, постольку Пролог не может быть адекватным средством для представления логики РЗ и постольку применение Пролога препятствует ее выявлению.

Разумеется, логика защиты хотя неявно, но так или иначе отражается во всех ЭС, которые предназначены для анализа действий РЗ и выключателей. Так, в системе, описанной в [6], моделируется

работа защиты электрической сети. В модели выделяются три уровня: топологический, представляющий связи элементов сети; уровень устройств, описывающий каждое УРЗ, включая его параметры и рабочее состояние в интересующие моменты времени; уровень поведения, содержащий процедуры, которые могут быть использованы для определения реакции вторичной сети. В [7] описывается метод поиска поврежденного присоединения и неисправного УРЗ на основании логической схемы, в виде которой представлены отношения между различными повреждениями в первичной сети и последовательностью действий реле и выключателей. Одна система реализована на *OPS5*, а другая — на языке Лисп (языке функционального программирования, широко распространенном в США для написания ИИ-программ), но в обоих случаях используется представление знаний в виде правил-продукций, которое затрудняет описание логики динамической области.

Логика экспертизы определяется логикой предмета, но не сводится к ней. Сначала эксперт анализирует задачу. На этом этапе могут делаться предположения, после чего осуществляется дедуктивный вывод. В рассматриваемой ЭС заранее задается возможная последовательность предположений.

На первой стадии решения машина вывода рассматривает все действия как нормальные. Когда она находит некоторые противоречия в процессе вывода, означающие, что задача не имеет решения в принятых условиях, тогда предполагается существование некоторых ложных действий и машина вывода продолжает оценку.

База БДЗ содержит иерархию правил, используемых для вывода (рис. 4). Нижний уровень состоит из правил вывода, соответствующих оценке одиночного повреждения. Верхние уровни состоят из правил для оценки многократных повреждений, правил, оценивающих повреждения при ложных действиях УРЗ, и специальных правил для некоторых зафиксированных случаев отказов. Последние правила получены от специалистов-диспетчеров и представляют собой своего рода правила-умения.

Эти иерархические правила используются динамически. Сначала повреждение предполагается одиночным. Если при этом предположении не найдено решение или обнаружено некоторое противоречие, то используются правила для многократных повреждений. Если и при этом предположении не найдено решение, то проверяется существование ложных действий и используются правила-умения для специальных случаев повреждений.

Оценка одиночного повреждения представлена как поиск узла (присоединения), который объяс-

няет все действия УРЗ. Пусть есть набор сработавших УРЗ ($ryi, i = 1, 2, \dots, n$). Тогда, если повреждение одиночное и отсутствуют ложные действия защит, то только один узел X удовлетворяет всем предикатам "operate(ryi, X)" для $i = 1, 2, \dots, n$. На рис. 5 схематически изображена оценка одиночного повреждения. Каждая область F_i — группа

кандидатов на поврежденную секцию для i -го УРЗ, область их пересечения — действительное поврежденное присоединение X .

Эти правила не всегда обеспечивают корректные выводы, так как могут быть как ложное действие УРЗ (или ложное отключение выключателей), так и отказы в действии УРЗ (или отключение выключателей). Если есть несколько отказов УРЗ, оценка в предположении одиночных повреждений часто не может ограничить поврежденное присоединение одной областью и может дать два и более возможных поврежденных присоединений. Иначе говоря, в пересечении на рис. 4 есть более одного элемента. Если есть несколько ложных действий УРЗ, то оценки не дадут ответа, что означает ноль в пересечении.

На рис. 6 показана ситуация, которая встречается при существовании более чем одного повреждения. Когда все защиты действуют правильно, то появляются локальные пересечения, соответствующие каждому повреждению. Сначала используются правила вывода для многократных повреждений, чтобы определить группы УРЗ, каждая из которых соответствует одиночному повреждению. Затем применяются правила вывода для одиночных повреждений для каждой такой группы.

Так же представлен массив действующих УРЗ в случае ложной работы некоторых из них. Такой случай показан на рис. 7. В этом случае набор узлов определен тем, что ложно действующее УРЗ изолировано от остальных. Однако часто нет различий между набором узлов, определенных правильно, и ложно действующим УРЗ. Поэтому довольно трудно отличить ложно действующие защиты от нормально действующих. Машина вывода ищет ложные действия, выявляя специальные наборы данных или "образцы" (в терминологии, принятой в области ЭС) в информации о действующих защитах и состоянии выключателей. Если нет таких "образцов", то машина вывода заключает, что нет ложных действий.

Поврежденные присоединения должны находиться в отключенной области. В случае многократных повреждений эти области могут быть разделены на несколько электрически независимых подобластей. Этот процесс выполняется предикатом "search", описанным в выражении (7). Затем действующие УРЗ классифицируются по группам, соответствующим подобластям отключен-

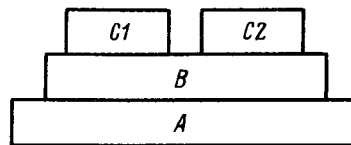


Рис. 4. Иерархия правил вывода:

A — правила вывода для одиночных повреждений; B — правила вывода для многократных повреждений; $C1$ — правила для неполной информации; $C2$ — правила для специальных случаев повреждений

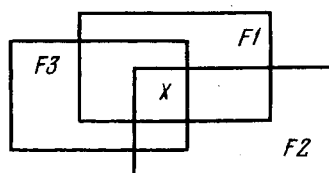


Рис. 5. Оценка одиночного повреждения:

$F1$ — группа узлов, полученная в результате выполнения "operate($ry1, X$)"; $F2$ — "operate($ry2, X$)"; $F3$ — "operate($ry3, X$)"; X — поврежденное присоединение

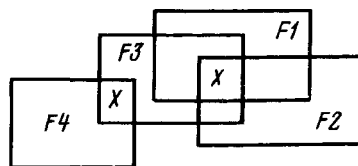


Рис. 6. Оценка многократного повреждения:

$F1$ — группа узлов, полученная в результате выполнения "operate($ry1, X$)"; $F2$ — "operate($ry2, X$)"; $F3$ — "operate($ry3, X$)"; $F4$ — "operate($ry4, X$)"; X — поврежденное присоединение

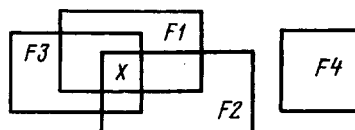


Рис. 7. Оценка с ложно действующим УРЗ:

$F1$ — группа узлов, полученная в результате выполнения "operate($ry1, X$)"; $F2$ — "operate($ry2, X$)"; $F3$ — "operate($ry3, X$)"; $F4$ — оцененная группа узлов ложно действующего УРЗ; X — поврежденное присоединение

ной области. Если подобласть включает узел, принадлежащий защищаемой зоне защиты, то УРЗ принимается относящимся к группе защит, соответствующей этой подобласти. И наконец применяются правила для одиночного повреждения к каждой подобласти и соответствующей ей группе защит.

Существование отказов в действии УРЗ рассматривается в [2] как причина недостатка информации. Поэтому иногда оценка дает несколько вариантов поврежденного присоединения. В этом случае используются правила для поиска отказа в действии УРЗ и отказа выключателя.

В случае многократного повреждения, особенно когда отключенная область разделена на несколько подобластей, можно иногда выделить специальные "образцы" в информации о состоянии выключателей и действиях УРЗ, которые относятся к каждой подобласти.

Если не требуется анализировать работу РЗ, анализ завершается, вообще говоря, определением поврежденного присоединения (поврежденное присоединение может быть и не определено, если ЭС "не хватает знаний").

После оценки поврежденного присоединения можно синтезировать последовательность действий УРЗ и отключений, используя основные правила функционирования УРЗ. Применяя эту функцию, машина вывода может "объяснить", как повреждения создали данную ситуацию.

Анализ правильности работы РЗ энергосистемы. Автору неизвестна литература по ЭС, специально предназначенным для анализа правильности работы РЗ энергосистемы. В большей степени анализируется работа РЗ в ЭС, разработанной в ФРГ [3]. Эта ЭС технологически состоит из трех модулей: выделения события, распознавания образов и диагностики события. Рассмотрим их отдельно.

Выполнение задачи выделения события инициируется первым полученным ЭС от терминалов-регистраторов сообщением, содержащим информацию о действии РЗ. Информация о событии считается полученной полностью, если за заданный

интервал времени не поступали сообщения с сигналами от УРЗ. Задача выделения события упорядочивает принятую информацию по подстанциям, по присоединениям и по времени, после чего активизирует задачу распознавания образов.

Для того, чтобы сделать вывод о событии, задача распознавания образов распределяет сигналы по группам:

любые изменения положения выключателя (объединение всех групп, имеющих отношение к выключателю) — группа 1;

любая пара сигналов "вкл" и "откл", свидетельствующих об изменении положения выключателя (при включении: "вкл" 0/1, "откл" 1/0; при выключении: "вкл" 1/0, "откл" 0/1) — группа 2;

изменение на положение включено ("вкл" 0/1) — группа 3;

изменение на положение отключено ("откл" 0/1) — группа 4;

уход от положения отключено — группа 5;

любые команды отключения — группа 6;

команды отключения от защит шин — группа 7;

команды отключения от защит трансформаторов — группа 8;

сигналы срабатывания пусковых органов любых УРЗ от любых видов повреждений — группа 9;

сигналы срабатывания пусковых органов любых УРЗ от междуфазных к. з. — группа 10;

запрет действия АПВ — группа 11;

внутренние сигналы распределенной вычислительной системы — группа 12.

События идентифицируются по наличию или отсутствию сигналов в заданных группах (табл. 2).

На третьем этапе работы ЭС запускается задача диагностики событий, использующая результаты,

Таблица 2

№№ п/п	Описание события	Наличие (1) или отсутствие (0) сигналов в группах 1–12											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	Повреждение на шинах	1	*	*	1	0	1	1	0	*	*	*	*
2	Отключение трансформатора	1	*	*	1	0	1	0	1	*	*	*	*
3	Отключение после включения	1	*	*	1	1	*	*	*	1	1	*	*
4	Отключение линии	1	*	0	1	0	*	0	0	1	1	*	*
5	Неуспешное БАПВ	1	*	1	1	0	*	0	0	1	1	*	*
6	Успешное БАПВ	1	*	1	0	0	*	0	0	1	*	*	*
7	Внешнее событие	0	*	*	*	*	0	*	*	1	*	*	*
8	Запрет АПВ	0	*	*	*	*	0	*	*	0	*	1	*
9	Переключательная операция	1	1	*	*	*	0	*	*	*	0	*	*
10	Действия по обслуживанию	1	0	*	*	*	0	*	*	0	*	*	*
11	Внутреннее событие в вычислительной системе	0	*	*	*	*	0	*	*	0	*	0	1

Примечание. * — группы не принимаются во внимание при определении данного события.

полученные на предшествующих этапах. Задача диагностики автоматически проверяет действия УРЗ (правильное, ложное, отказ) и выключателей (отказ, самопроизвольное отключение). Проверяется также согласованность работы всех УРЗ.

Описываемая ЭС предназначена в первую очередь для помощи диспетчеру, следовательно, и события определяются с точки зрения оперативно-го управления энергосистемой. Видимо поэтому в данной ЭС строго не разделяются событие в первичной сети — повреждение присоединения, и событие во вторичной сети — действие РЗ и А, а значит, и не ставится задача выявления логики действий защиты.

Достоинство такого подхода в первую очередь — упрощение способа распознавания события: тут вполне может быть реализован относительно несложный алгоритм идентификации события, и нужны в технике экспертных систем, по-видимому, нет. Правда, встает вопрос о модификации программного обеспечения в случае изменений, например, конфигурации первичной сети. Но не это главное. Реализуемый в данной ЭС подход имеет существенные ограничения. Во-первых, идентифицируемые события не должны накладываться одно на другое в течение контролируемого отрезка времени для данного элемента сети. Этого пытаются достичь, рассматривая наложившиеся события как одно и находя признаки, присущие только этому наложению. Такой путь невозможен, когда накладываются независимые события. Отсюда — принципиальная неполнота анализа.

Кроме того, анализ ограничен по глубине. Для более глубокого анализа работы РЗ (до отдельных органов) необходимо постараться сначала определить вид и характер повреждения в первичной сети.

Тем не менее, исходя из имеющегося опыта эксплуатации ЭС, в [3] делается вывод о полезности системы для специалистов службы РЗ, поскольку система связана со сбором информации о действиях РЗ и с автоматическим анализом этой информации. Специалист службы РЗ может в любой момент по желанию получить зарегистрированную информацию о действиях УРЗ, готовую для анализа. В то же время каждое событие в первичной сети может рассматриваться как проверка вовлеченных в событие устройств РЗ, если известно, как эти УРЗ должны были действовать и как действовали. Это сокращает потребность в специальных проверках защит.

Если ЭС предназначена для специалистов по релейной защите, обращающихся к ней в затруднительных ситуациях, то вопрос о продолжительности экспертизы практически не встает. Если же информация о неправильной работе РЗ и выключателей используется для принятия управляющих решений диспетчером, то анализ должен быть

своевременным. Иначе говоря, экспертиза должна осуществляться в реальном времени.

Экспертные системы в реальном времени. Рассматривая реализацию ИИ-систем при управлении производством электроэнергии и различные задачи управления в реальном времени, авторы [8] не выделяют специфику экспертизы в реальном времени, а также вопрос о применимости существующей техники экспертных систем для решения этих задач. Более того, молчаливо подразумевается, что как Пролог, так и Лисп подходят для программирования ЭС реального времени, если программы на этих языках работают достаточно быстро. Предлагаемая в [9] ЭС, помогающая диспетчеру изолировать поврежденную секцию линии, предназначена авторами для работы в режиме on-line, т. е. для работы в темпе процесса или в реальном времени. Однако и в этом случае авторы делают вывод лишь о значении быстродействия и поэтому выбирают в качестве инструментального средства продукционный язык инженерии знаний OPS83, имеющий эффективный алгоритм сопоставления с образцом в отличие, например, от уже упоминавшегося OPS5. И все же быстродействие, скорость получения результата экспертизы — только одна из сторон работы в реальном времени.

В [10] была отмечена другая сторона дела, состоящая в том, что ЭС реального времени должна быть способна "воспринимать" понятие прошедшего времени, т. е. определяться по отношению к событию (или дате) с помощью концептов типа "до, после, во время" и изменять свое "поведение" по мере появления новых данных, "накапливая опыт". Точнее говоря, здесь имеются две взаимозависимые стороны. Одна связана с логикой временных отношений, вторая — с запоминанием и использованием системой последовательности результатов своей предыдущей работы.

Логика временных отношений непосредственно связана с логикой предмета экспертизы: это есть логика изменяющегося во времени предмета именно с точки зрения изменения. Для реализации временной логики необходимо адекватное средство. Существующие инструментальные средства ЭС для этой цели не подходят, однако ведутся разработки инструментальных средств, на основе которых предполагается построение ЭС реального времени. Появилось рекламное сообщение о таком средстве, которое позволяет создавать подробную БЗ о процессе в реальном времени и предоставляет метод выработки правил и дедуктивную машину [11].

Машина вывода ЭС реального времени должна иметь механизм, позволяющий учитывать результаты ее работы в соответствии с вновь поступаемыми данными. Здесь возникает вопрос о возможности построения эффективной универсальной дедуктивной машины. Представляется, что в машине

должен реализовываться формальный аппарат, отражающий логику изменяющегося предмета, а значит, зависящий от этого предмета. Другими словами, машина вывода должна реализовываться на классе задач. Следовательно, прежде всего необходимо понимание того, к какому классу относится задача анализа правильности работы РЗ и А энергосистемы по данным о действии реле и выключателей.

Заключение. В заключение отметим следующее. ЭС появились в электроэнергетике в силу внешних причин, и лишь после этого стали подыскиваться задачи, к которым можно было бы применить новое средство. Применение средства к некоторому предмету для удовлетворения определенной потребности неизбежно вызывает изменение не только потребности, но и предмета и самого средства. Существующая техника ЭС плохо приспособлена к работе в динамической предметной области как для ретроспективного анализа, так, тем более, и для анализа в реальном времени. Поэтому машина вывода ЭС должна отражать логику изменения во времени предмета экспертизы.

В литературе по ИИ наиболее распространено понимание эксперта как квалифицированного специалиста-профессионала, а экспертной системы — как искусственного совокупного специалиста, вобравшего опыт лучших специалистов в достаточно узкой предметной области. Однако необходимо выделить специфику экспертизы в отличие от решения некоторой задачи специалистом, так как для осуществления собственно машинной экспертизы должен быть реализован формальный аппарат, отражающий как логику предмета, так и логику экспертизы.

Ограниченность существующего подхода к ЭС особенно проявляется при попытках создания ЭС реального времени. Если говорить кратко, то этот подход не учитывает последнее (по счету, но не по значению) слагаемое в формуле системы анализа в реальном времени: **память плюс скорость реакции, плюс логика изменяющегося предмета.** Первый шаг на пути преодоления существующей ограниченности техники ЭС — выделение классов экспертных задач и логики соответствующего предмета экспертизы, а не просто типовых структур ЭС, специфических для данного типа проблем, как предполагается в [12].

"Мир действий РЗ" представляется подходящей областью в качестве предмета экспертизы для анализа ее принципов и реализации. В то же

время развитие машинной экспертизы действий РЗА предполагает взгляд на релейную защиту в целом как на единую систему защиты сетевого объекта с точки зрения управления энергосистемой в аварийном режиме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Нобуеси К.** Экспертные системы для энергетики. — Дэнки гаккай ромбунси, 1987, № 2.
2. **Fukui C., Kawakami J.** An expert system for fault section estimation using information from protective relays and circuit breakers. — IEEE Trans. on Power Delivery, 1986, vol. PWRD-1, No. 4.
3. **Hein F.** Expert system using pattern recognition by real time signals. — CIGRE, 1986, Paper 39-10.
4. **Уотермен Д.** Руководство по экспертным системам. — М.: Мир, 1989.
5. **Искусственный интеллект (в 3-х тт.) Т. 1.** Системы общения и экспертные системы: справочник / Под ред. Э. В. Попова. — М.: Радио и связь, 1990.
6. **Talukdar S. N., Cardoso E., Perry T.** The operator's assistant — an intelligent, expandable programme for power system trouble analysis. — IEEE Trans. on Power Systems, 1986, vol. PWRS-1, No. 3.
7. **Matsumoto K., Sakaguchi T., Wake T.** Fault diagnosis of a power system based on a description of the structure and function of the relay system. — Expert Systems, 1985, vol. 2, No. 3.
8. **Уолленберг Б. Ф., Сакагути Т.** Искусственный интеллект в управлении энергосистемами. — ТИИЭР, 1987, т. 75, № 12.
9. **An expert system as a dispatcher's aid for the isolation of line section faults / K. Tomovic, C. C. Liu, P. Ackerman, S. Pope** — IEEE Trans. on Power Delivery, 1987, vol. PWRD-2, No. 3.
10. **Bordenave H.** Systemes experts et diagnostic en temps reel: des problemes de rapidite. — RGE, 1987, No. 4.
11. **Вулф А.** Универсальный комплекс для разработки экспертных систем реального времени. — Электроника, 1987, № 6.
12. **Prospects of expert systems in power system operation / T. Sakaguchi, H. Tanaka, K. Uenishi et al.** — Electrical Power & Energy Systems, 1986, vol. 10, No. 2.

[27.02.92]

Автор: Вазюлин Михаил Викторович закончил факультет автоматики и вычислительной техники МИНХиГП и.л. И. М. Губкина в 1985 г. Работает во ВНИИЭ в должности младшего научного сотрудника.

Математическое моделирование автономной системы электроснабжения

ЗУЕВ В. М., КОНОПЛЕВА Н. П., НЕКРАСОВ Н. Н., СМИРНОВ С. А.

Рассматриваются автономные системы электроснабжения (СЭС) постоянного тока, состоящие из первичного источника энергии — солнечной батареи (СБ) — и работающей в буфере с ним аккумуляторной батареи (АБ). Такие СЭС могут использоваться на стационарных автономных пунктах в районах с преимущественно солнечной погодой, а также на подвижных объектах. Необходимость использования АБ связана с тем, что солнечное освещение не постоянно и периодически отсутствует.

Структурная схема СЭС приведена на рис. 1, а. Управление работой системы осуществляется при помощи релейного автомата питания (АП). Цель управления (управление по напряжению) состоит в том, чтобы поддерживать напряжение на шинах питания нагрузки в заданных пределах. Логика работы АП в простейшем случае следующая: если напряжение u на шине питания превышает верхнюю уставку u_2 , то АП отключает СБ; если же напряжение u понижается до нижней уставки u_1 , то он подключает СБ (рис. 1, б). В более сложных случаях СБ может быть разделена на несколько секций, которые при срабатывании АП последовательно подключаются к шине питания или отключаются от нее. Возможны также и другие варианты логики АП.

Математическое моделирование работы СЭС важно при решении следующих задач:

- 1) при проектировании и модификации СЭС;
- 2) при изучении динамики функционирования СЭС в широком диапазоне условий эксплуатации;
- 3) для анализа работы действующей СЭС.

При этом во многих случаях оказывается необходимым исследовать работу СЭС на длительных временных интервалах. В такой ситуации становятся явными преимущества математического моделирования перед физическим. Испытания физической модели системы на стенде из-за присутствия в составе системы АБ должны проводиться в реальном времени и являются весьма продолжительными. Применение математического моделирования позволяет резко сократить затраты времени на исследование поведения системы. Кроме того, появляется возможность изучать работу СЭС даже в таких условиях, которые трудно или невозможно реализовать на физической модели.

Для решения перечисленных задач математическая модель СЭС должна давать возможность рассчитать токи и напряжения в схеме питания, уровень заряженности АБ, состояние АП при заданных или изменяющихся внешних условиях

работы СЭС (условия освещенности СБ, энергопотребление нагрузки и др.).

При построении модели важным является следующее обстоятельство. Как показывает анализ работы системы, протекающие в СЭС процессы можно разделить на быстрые, характерное время которых не превышает нескольких секунд, и медленные, с характерным временем не менее нескольких минут. К медленным процессам относятся заряд и разряд АБ, изменение условий освещенности СБ, а также процессы деградации АБ и СБ. К быстрым процессам относятся производимые АП переключения в схеме питания, изменения нагрузки при переключениях в ней и др. При этом существенным является не только то, что характерные значения времен быстрых процессов малы по сравнению с медленными, но и то, что быстрые процессы происходят достаточно редко (не чаще, чем раз в несколько минут).

Благодаря этому появляется возможность рассматривать быстрые процессы как происходящие практически мгновенно и описывать их в виде скачкообразных изменений состояния системы и/или внешних условий, тогда как на интервале времени между скачками состояния системы изменяются непрерывно. Поэтому процесс вычислений на ЭВМ при математическом моделировании работы СЭС можно проводить с достаточно крупным шагом по времени, что позволяет исследовать работу СЭС на длительных временных интервалах (от нескольких минут до нескольких месяцев).

В соответствии со структурой СЭС, изображенной на рис. 1, а, математическая модель СЭС должна включать в себя математические модели ее составных частей (подсистем): 1) модель СБ, 2) модель АБ, 3) модель схемы питания, 4) модель АП. При этом нет необходимости описывать внут-

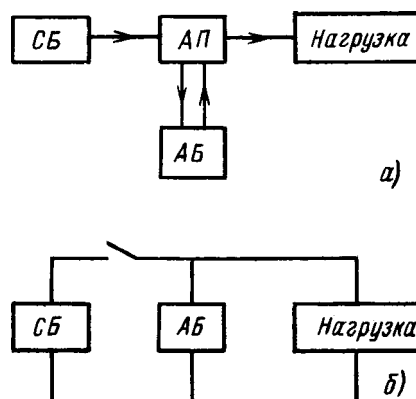


Рис. 1. Структурная (а) и электрическая (б) схемы СЭС

реннюю структуру подсистем СЭС. Для построения модели достаточно задать функциональные характеристики, связывающие входные и выходные параметры каждой подсистемы и ее внутреннее состояние. Такими характеристиками являются вольт-амперные характеристики (ВАХ) СБ и АБ, их зависимости от внешних условий и предыстории, а также логика переключений в схеме питания, производимых АП. Зависимость между входными и выходными параметрами различных подсистем устанавливается общей структурой модели в соответствии с рис. 1.

Структурная схема математической модели СЭС, реализованная в виде программы для ЭВМ, приведена на рис. 2. Эта модель позволяет рассчитывать эволюцию системы во времени при заданных начальных и внешних условиях. При этом вычислительный эксперимент, отражающий работу СЭС в течение нескольких месяцев, занимает

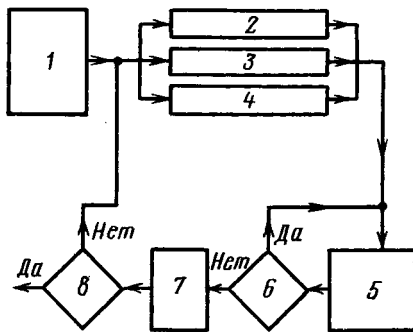


Рис. 2. Структурная схема математической модели СЭС:

1 – ввод исходных данных; 2 – расчет освещенности и параметров СБ (ВАХ) по освещенности; 3 – расчет нагрузки; 4 – расчет параметров АБ (ВАХ); 5 – расчет электрических цепей; 6 – расчет переключений в схеме, производимых АП; 7 – шаг по времени; 8 – окончание расчета

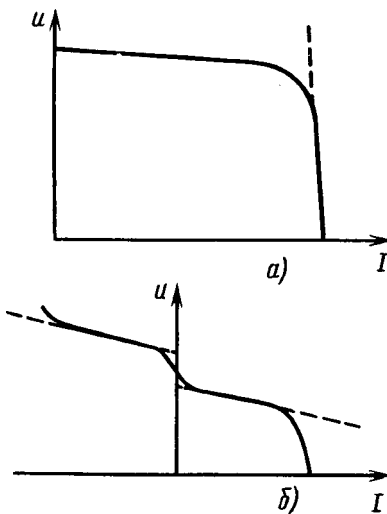


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики СБ (а) и АБ (б); пунктиром указана аппроксимация ВАХ при математическом моделировании

несколько десятков минут машинного времени. Аналогичный подход использовался, например, в [1, 2].

Вольт-амперные характеристики СБ при фиксированных значениях освещенности и температуры в заданном диапазоне изменения напряжения ($u < u_2$) аппроксимировались линейными функциями. Ток СБ считается пропорциональным ее освещенности. Типичный вид ВАХ СБ приведен на рис. 3, а. Вольт-амперные характеристики АБ при фиксированном уровне заряженности батареи Q аппроксимировались кусочно-линейными зависимостями. Характерный вид ВАХ АБ приведен на рис. 3, б. Зарядные и разрядные характеристики АБ, типичный вид которых приведен, например, в [3], аппроксимировались простыми аналитическими выражениями.

Обычно для определения работоспособности СЭС делается грубая оценка по балансу энергии. Однако, как будет показано далее, такой оценки недостаточно для окончательного вывода о работоспособности системы. Дело в том, что даже тогда, когда СБ и АБ с заданными характеристиками способны обеспечить питание нагрузки, из-за особенностей функционирования АП релейного типа устойчивое электроснабжение нагрузки может не реализоваться по динамическим причинам.

Цель проведенных исследований состояла в том, чтобы выяснить типичные режимы работы автономной СЭС указанной структуры при различных условиях. В результате цикла вычислительных экспериментов установлено, что даже при простых внешних условиях рассматриваемые СЭС обладают некоторыми неожиданными на первый взгляд особенностями функционирования. Примеры подобного "парадоксального" поведения СЭС приводятся ниже. Во всех примерах предполагается, что в рабочем диапазоне напряжений ВАХ СБ можно аппроксимировать вертикальной прямой.

Как показывают численные расчеты, эффекты, продемонстрированные на простых примерах функционирования автономных СЭС указанной на рис. 1 структуры, имеют место и в более реалистичных ситуациях (наклонная ВАХ СБ, периодическое изменение освещенности и энергопотребления нагрузки). Наиболее важным из них с точки зрения разработки и эксплуатации автономных СЭС является возникновение при определенных условиях (при плавном или периодически меняющихся значениях параметров) неперiodических и даже хаотических режимов работы СЭС, которые могут чередоваться с периодическими режимами. Такие режимы могут приводить к потере управляемости СЭС и невозможности обеспечить энергоснабжение нагрузки. Эти режимы функционирования СЭС отражают математические свойства определенных классов решений системы уравнений, описывающих математическую модель СЭС, и не

связаны с ее программной реализацией. Таким образом, конкретные результаты, полученные на примере конкретных простых СЭС методом математического моделирования, имеют достаточно общий характер и должны учитываться в практике использования автономных СЭС.

Рассмотрим простейший случай, когда СБ состоит из одной секции, которая постоянно освещена постоянным световым потоком и в подключенном состоянии постоянно генерирует ток $I_c = \text{const}$, причем ток нагрузки I_n также постоянен. Тогда в зависимости от I_n при определенном выборе уставок напряжения u_1, u_2 уровень заряженности АБ периодически меняется в пределах от Q_{\min} до Q_{\max} , что показано на рис. 4, а (области циклического изменения Q заштрихованы). Значениям Q_{\min} соответствует штриховая линия, значениям Q_{\max} — штрих-пунктирная. При малом токе потребления заряд Q АБ из-за периодического подключения и отключения СБ периодически изменяется с малой амплитудой, оставаясь все время в области сильного разряда АБ. При увеличении энергопотребления Q начинает циклически изменяться с большой амплитудой между Q_{\min} и Q_{\max} . При дальнейшем увеличении I_n АБ начинает испытывать изменения с малой амплитудой при высоком уровне заряженности АБ. Наконец, когда ток потребления превысит I_c , АБ полностью разряжается.

Таким образом, при малом токе I_n АБ находится в разряженном состоянии, а при большом I_n — в заряженном. Кроме того, при некоторых значениях тока I'_n и I''_n (см. рис. 4, а) даже небольшое изменение энергопотребления нагрузки качественно меняет характер работы системы (ее динамический режим). Если же после длительного промежутка времени, в течение которого ток нагрузки был мал и в результате АБ оказалась в почти разряженном состоянии, произойдет временное увеличение I_n до значения, превышающего I_c , то АБ полностью разрядится. Это приведет к нарушению электроснабжения нагрузки несмотря на то, что емкость АБ вполне достаточна для электроснабжения в течение всего времени возрастания I_n .

Рассмотрим теперь другой пример, когда нагрузка представляет собой постоянное омическое сопротивление R_n , а СБ разделена на несколько секций. В этом случае зависимость Q от сопротивления нагрузки имеет вид, приведенный на

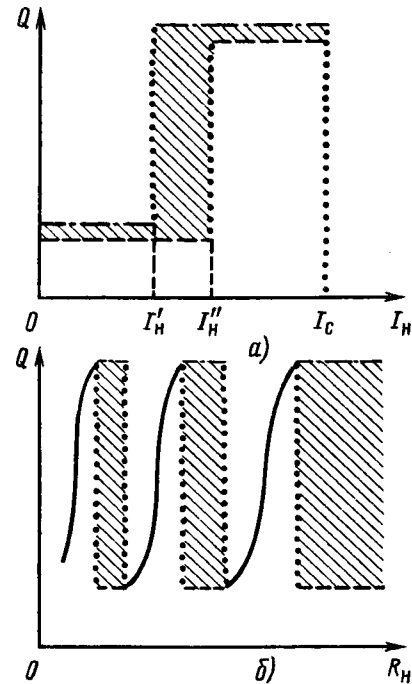


Рис. 4. Графики зависимости максимального Q_{\max} и минимального Q_{\min} уровней заряженности АБ от нагрузки при постоянном токе нагрузки (а) и постоянном сопротивлении нагрузки (б)

рис. 4, б. Выбор R_n существенно влияет на режим работы СЭС. Как нетрудно видеть, тип динамического режима при изменении R_n меняется не монотонно. Возникают последовательно чередующиеся режимы, в одних из которых уровень Q со временем достигает постоянного значения, зависящего от R_n (показано сплошной линией), а в других происходит циклическое изменение Q с большой амплитудой от Q_{\min} до Q_{\max} . Значения Q_{\min} и Q_{\max} обозначены так же, как на рис. 4, а.

Более сложное поведение СЭС возникает в том случае, когда выполняются следующие условия:

- 1) ток потребления нагрузки I_n постоянен;
- 2) СБ разделена на несколько секций, каждая из которых генерирует постоянный ток I_c при освещении СБ и нулевой ток при отсутствии освещения;
- 3) периодически чередуются временные интервалы длительностью τ_c , в течение которых СБ освещена ("день"), и τ_T , в течение которых СБ не освещена ("ночь");
- 4) при n постоянно подключенных секциях СБ аккумуляторная батарея разряжается ($n \geq 1$), при $n+1$ постоянно подключенных секциях СБ за период $\tau_c + \tau_T$ ("сутки") АБ заряжается, т. е.

выполняются условия: $Q_c > Q_T$, $Q_p < Q_T$, где $Q_c = [(n+1)I_c - I_n] \tau_c$; $Q_T = I_n \tau_T$; $Q_p = (nI_c - I_n) \tau_c$;

5) в течение "ночи" напряжение на АБ опускается ниже u_1 и к шине питания подключаются все секции СБ, а в течение "дня" из-за изменения напряжения u , вызванного изменением заряженности Q , происходит не более одного переключения секций СБ.

С наступлением "дня" при этих условиях $n+1$ секция СБ остается подключенной к шине питания. В течение "дня" либо все эти секции остаются подключенными, либо может отключиться одна из секций в зависимости от значения Q в начале "дня". При этом, если $Q_c > |Q_p|$, то в системе устанавливается один из периодических режимов работы (Q изменяется с периодом, кратным "суткам"), а если $Q_c < |Q_p|$, то величина Q изменяется не периодически, точнее — хаотически [4].

Наконец, в случае, отличающемся от предыдущего тем, что СБ не разделена на секции, в зависимости от значений I_n , I_c , τ_c , τ_T , u_1 , u_2 и параметров СБ и АБ могут быть реализованы следующие типы динамических режимов:

1) периодические режимы с периодом изменения Q , кратным "суткам";

2) хаотическое поведение системы, когда ее эволюция при мало отличающихся начальных состояниях происходит таким образом, что со временем различие развивающихся из них состояний системы экспоненциально возрастает;

3) непериодическое поведение системы с непрерывным частотным спектром изменения Q , при котором нет экспоненциального роста начальных возмущений.

● **Выводы.** 1. Нет однозначной связи между типом внешних условий и типом динамического режима. Даже при постоянных внешних условиях в зависи-

мости от параметров системы (сопротивление нагрузки, токи СБ и нагрузки и др.) могут возникнуть как стационарные, так и нестационарные режимы.

2. Возможна "парадоксальная" связь между динамическим режимом и параметрами системы. Пример такой связи показан на рис. 4, а: при малом токе нагрузки АБ разряжается, при большом — заряжается. Другой пример; периодическое изменение внешних условий (смена "дня" и "ночи") приводит к непериодическому поведению системы.

3. При малом изменении параметров системы и внешних условий возможно резкое изменение типа динамического режима.

4. Тип динамического режима может немонотонно меняться при монотонном изменении параметров системы.

5. При использовании секционированной СБ разнообразие типов динамических режимов растет с увеличением числа секций СБ. При определенных условиях может возникать хаотическое поведение системы при периодических внешних условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hafen D. P., Wallace R. B. Battery model and computer simulation of a multi-battery / solar array spacecraft electrical power system. — Proc. of the 15-th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. Seattle, Washington, August 18–22, 1980. — AIAA, 1980, vol. 1, pp. 100–105.
2. Power-system simulation for low-orbit spacecraft: the EBLOS program / A. Capel, J. Ferrante, J. Cornet, P. Leblance — ESA J., 1982, vol. 6, pp. 319–337.
3. Романов В. В., Хамев Ю. М. Химические источники тока. — М.: Советское радио, 1968.
4. Шустер Г. Детерминированный хаос. Введение. — М.: Мир, 1988.

[02.04.92]

А в т о р ы: **Зуев Виктор Михайлович** окончил астрономическое отделение физического факультета Московского государственного университета им. М. В. Ломоносова в 1985 г. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте электрометрики в должности научного сотрудника.

Копылева Нелли Павловна окончила физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова в 1964 г. В 1983 г. защитила докторскую диссертацию "Калибровочные поля" в МГУ. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте электрометрики в должности начальника лаборатории теоретической физики.

Некрасов Николай Николаевич окончил факультет общей и прикладной физики Московского физико-технического института в 1972 г. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте электрометрики в должности старшего научного сотрудника.

Смирнов Сергей Александрович окончил физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова в 1979 г. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте электрометрики в должности старшего научного сотрудника.

Электродинамическое и термическое действия токов короткого замыкания в системе с гибкими проводниками

ЖУКОВ В. В.

При расчетах токов короткого замыкания (к. з.) и электродинамической стойкости воздушных линий (ВЛ) и гибкой ошиновки открытых распределительных устройств (ОРУ) напряжением 6–750 кВ обычно не учитывают нелинейности исследуемой системы. Так, расчет электродинамической стойкости гибких проводников выполняют при условиях металлического к. з. без учета переходного сопротивления в месте повреждения [1, 2].

Однако опыт эксплуатации показывает, что большинство повреждений на ВЛ и в ОРУ сопровождается электрическими дугами с изменяющимися во времени параметрами. Значительные токи к. з. вызывают смещения гибких проводников в пространстве. В результате изменяются длина дуги и ее параметры, а также среднегеометрическое расстояние между проводами, что приводит к увеличению или уменьшению индуктивного сопротивления ВЛ прямой и обратной последовательностей. При затянувшихся к. з. проявляется действие теплового спада тока к. з., которое определяется увеличением активного сопротивления проводов при нагревании их током к. з.

Следует отметить, что вышеуказанные явления во время к. з. оказывают взаимное влияние, и учет их необходим также при усовершенствовании устройств релейной защиты (цифровые реле сопротивления и направления мощности) [3], при разработке устройств определения места повреждения в электрических сетях, при анализе газодинамических процессов дуговых к. з. в КРУ для локализации электрической дуги и разработки дуговых защит [4], а также в целях оценки динамической устойчивости электрической системы [5].

С учетом взаимного влияния указанных факторов во времени есть необходимость разработки комплексной математической модели расчета нелинейности в системах с гибкими проводниками. Математическая модель представляет собой систему дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих следующие явления при к. з.:

процесс развития открытой электрической дуги;

перемещение гибких проводников в пространстве под действием электродинамических сил;

увеличение активного сопротивления проводников при нагревании их током к. з.;

увеличение или уменьшение индуктивного сопротивления прямой и обратной последовательностей ВЛ вследствие смещения проводов;

увеличение длины проводов ВЛ вследствие их нагревания (температурное удлинение).

При разработке математической модели открытой электрической дуги было принято [6], что

столб дуги, массой, равной нулю, имеющий форму окружности, движется (удлиняется) с результирующей скоростью под действием следующих сил: электродинамических сил взаимодействия тока в дуге с окружающим ее магнитным полем; силы воздействия собственных тепловых потоков; силы сопротивления воздуха движению газового столба дуги; силы воздействия ветра. При этом учитывалось также изменение длины дуги в результате смещения проводов.

В соответствии с [7, 8] открытая электрическая дуга представляется прямоугольной характеристикой ($u = u_d = \text{sign } i$), а ее активное сопротивление для определенного момента времени определяется по формуле [9]:

$$R_d(t) = 1,05 l_d(t) / I_d(t), \quad (1)$$

где $l_d(t)$ — длина дуги, м; $I_d(t)$ — действующее значение тока в дуге, кА.

Изменение длины дуги во времени для ее формы в виде окружности может быть описано следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{dl_d}{dt} = \frac{16 v_d(t) t}{3 \sqrt{a^2(t) + 4(v_d(t) t)^2}}, \quad (2)$$

где $v_d(t)$ — результирующая скорость движения (удлинения) открытой дуги под действием основных сил (электродинамических сил взаимодействия тока в дуге с окружающим ее магнитным полем, силы воздействия собственных тепловых потоков и силы воздействия ветра); $a(t)$ — междуфазное расстояние (м), изменяющееся при перемещении проводников; $a(t) = a + 2s(t)$ при противоположном направлении токов в фазных проводниках; $a(t) = a - 2s(t)$ при одинаковом направлении тока в проводниках; a — начальное междуфазное расстояние между проводниками; $s(t)$ — смещение проводников (м) под действием электродинамических сил при к. з.

Результирующая скорость движения дуги определяется по формуле

$$v_d(t) = 0,412^3 \sqrt{I_d(t) H(t) / [1 + 0,4 H^{0,3}(t)]^2} + v_{т.п} + v_{в}. \quad (3)$$

Здесь первое слагаемое в правой части описывает скорость движения дугового столба в виде твердого проводника в магнитном поле [10]. Такое допущение подтверждают результаты исследований

[11], показывающие, что вследствие высокой температуры в столбе проникновение газа через него затруднено, о чем говорит повышение давления впереди движущейся дуги и некоторое разрежение позади нее ($H(t)$ — напряженность магнитного поля). Второе слагаемое, $v_{т.п}$, это скорость подъема дуги, увлекаемой собственным тепловым потоком, значения которой принимаются в соответствии с известными рекомендациями [6]. И, наконец, v_v — скорость ветра, которая носит вероятностный характер. Мгновенное значение горизонтальной скорости ветра в приземном слое воздуха представляют как сумму средней скорости (за данный интервал времени) \underline{V} и составляющей, обусловленной флуктуациями $v(t)$:

$$v(t) = \underline{V} + v(t). \quad (4)$$

Средняя скорость \underline{V} зависит от высоты над землей, состояния поверхности земли и других факторов [12]. Статистические свойства переменной составляющей $v(t)$ можно считать практически неизменными. Учитывая достаточно большой масштаб турбулентности ветра, его скорость по фронту (в пределах пролета линии) может быть принята одинаковой в соответствии с картой районирования территории страны по скоростям ветра с повторяемостью 1 раз в 5, 10 и 15 лет. Максимальные нормативные скорости ветра в соответствии с [13] определяют исходя из повторяемости 1 раз в 15 лет для ОРУ 500 кВ и 1 раз в 10 лет для ОРУ 6–330 кВ. При этом на высоте до 15 м нормативная скорость не должна быть ниже 30 м/с в ОРУ 500 кВ и 25 м/с в ОРУ 6–330 кВ.

Адекватность модели открытой электрической дуги доказана удовлетворительным совпадением результатов расчета с экспериментальными данными [6].

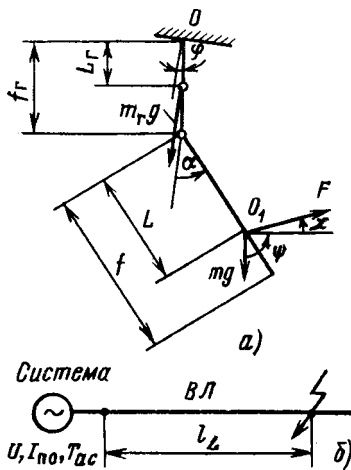


Рис. 1. Расчетная схема движения проводов (а) и электрическая схема линии электропередачи (б)

При расчете горизонтальных смещений проводников $s(t)$ использована общепринятая модель проводников в пролете гибкой шинной линии в виде абсолютно жесткого стержня с осью, очерченной по цепной линии. Гирлянды изоляторов введены в модель в виде жестких стержней, шарнирно соединенных с проводниками и опорами (рис. 1). Электродинамические силы, действующие на провод при к. з., отождествляются с электродинамическими силами, действующими между параллельными бесконечно длинными проводниками, проходящими через центры масс гибких проводников.

В качестве расчетной схемы движения проводников принята совокупность двойных маятников, а их движение описывается уравнениями Лагранжа.

При исследованиях рассматривались линии, у которых длины гирлянд на опорах были значительно меньше длин пролетов. Это позволило перейти без больших погрешностей от расчетной модели в виде двойного физического маятника к модели в виде одинарного физического маятника.

Уравнение для одного проводника линии в пролете без учета гирлянд при двухфазном к. з. записывается следующим образом [1]:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \left[-\sin \alpha + \left(\frac{F_t^{(2)}}{mg} \right) \frac{\cos \alpha}{1 + \frac{2L}{a} \sin \alpha} \right] 2\pi\sqrt{2f/3g}, \quad (5)$$

где α — угол отклонения проводника от равновесного положения при движении; mg — вес проводника в пролете; m — масса проводника в пролете; f — провес проводника посередине пролета, м; $F_t^{(2)}$ — электродинамическая сила, действующая на провод при к. з.

В случае трехфазного к. з. для проводов, расположенных на одном уровне без гирлянд, составлено аналогичное уравнение [2].

Горизонтальные смещения проводников определяются по выражению

$$s(t) = f \sin \alpha, \quad (6)$$

где угол α определяется в результате решения уравнения (5).

Среднее смещение определенной длины (между анкерными опорами ВЛ) рассчитывалось путем введения приближенного коэффициента (0,7–0,8), учитывающего неравномерность смещения проводов по длине между отдельными пролетами ВЛ вследствие влияния подвеса проводов на гирляндах изоляторов.

Учет теплового спада тока к. з. выполняется с помощью коэффициента, определяющего увеличе-

ние активного сопротивления проводников при их нагреве током к. з. Расчет температуры нагрева проводников при к. з. ведется с помощью уравнения нагрева однородного проводника при адиабатическом процессе, преобразованного к виду:

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{I_{пт}^2 \rho_v}{s_1^2 \lambda c_0 [1 + \beta / \alpha \rho_0 (\rho_v - \rho_0)]}, \quad (7)$$

где ρ_ϑ и ρ_0 — удельные сопротивления (Ом·м) материала проводника при температуре ϑ и при начальной нормированной температуре ϑ_0 ; s_1 — сечение проводника, мм²; λ — удельный вес, кг/м³; c_0 — удельная теплоемкость материала проводника при температуре ϑ_0 , Дж/кг·К; β — температурный коэффициент теплоемкости, 1/К; α — температурный коэффициент удельного сопротивления, 1/К.

Изменение удельного сопротивления материала проводника при повышении температуры определяется по выражению

$$\rho_\vartheta = \rho_0 \frac{\tau_p + \vartheta}{\tau_p + \vartheta_0} = \rho_0 k_\vartheta, \quad (8)$$

где τ_p — условные температуры, равные для меди $\tau_p = 234$ °С, для алюминия $\tau_p = 236$ °С; k_ϑ — коэффициент увеличения активного сопротивления проводника при к. з.

Расчет индуктивного сопротивления ВЛ прямой и обратной последовательностей выполняется по известной формуле с учетом изменения во времени среднегеометрического расстояния между проводами:

$$x_L(t) = 0,144lg \frac{1,26[a + s(t)]}{r_n}, \quad (9)$$

где r_n — радиус сечения проводника, м.

Температурное удлинение проводников ВЛ определяется по формуле

$$l_\vartheta = l_0 [1 + a_l (\vartheta - \vartheta_0)], \quad (10)$$

где l_0 — начальная длина проводника при температуре ϑ_0 ; a_l — средний коэффициент температурного удлинения, 1/°С.

Периодическая составляющая тока двухфазного к. з. в произвольный момент времени с учетом изменения во времени параметров нелинейных элементов короткозамкнутой цепи определяется по формуле

$$I_{пт}^{(2)} = U/2\sqrt{[x_c + x_L(t)l_\vartheta]^2 + [R_c + R_d(t) + R_L k_\vartheta l_\vartheta]^2}, \quad (11)$$

где U — напряжение ВЛ, кВ; l_ϑ — длина линии, км.

На основании изложенного выше алгоритма была разработана программа для ЭВМ, позволяющая выполнять расчеты переходных процессов в системе с гибкими проводниками в соответствии с расчетной схемой на рис. 1. Программа предусматривает расчет параметров открытой электрической дуги ($R_d(t)$, $I_d(t)$, $l_d(t)$), развивающейся при различных условиях к. з. (вид к. з., начальное значение периодической составляющей тока к. з., скорость ветра и др.); расчет смещения и тяжения гибких проводников во время к. з. на ВЛ и в распределительных устройствах с гибкой ошиновкой; расчет коэффициента увеличения активного сопротивления проводников при к. з.; расчет индуктивного сопротивления ВЛ прямой и обратной последовательностей и температурное удлинение проводников ВЛ.

Расчет параметров системы гибких проводников выполняется при условиях металлического или дугового к. з. Причем начальный момент появления дугового к. з. моделируется в зависимости от принятых расчетных условий, характеризующих причины образования дугового замыкания. Так, при набросах проводников или при замыкании фаз ВЛ через металлические предметы начальный момент появления дуги моделируется металлическим к. з., переходящим в дуговое к. з. При газовом разряде, пробоях или перекрытиях изоляции — дуговым к. з.

Система дифференциальных уравнений (2), (5), (7), описывающая переходные процессы в системе с гибкими проводниками, решается методом Рунге — Кутты. Погрешность математической модели, полученная на базе данных по каждой составляющей модели, не превосходит допустимую (10 %).

Исследования влияния открытой электрической дуги на ток к. з., на смещение и тяжение гибких проводников, а также изменения активного и индуктивного сопротивлений при к. з. выполнены для ВЛ напряжением 10, 35, 110, 220, 330 и 500 кВ. Расчетные условия и параметры указанных линий приведены в таблице.

Анализ результатов расчета на ЭВМ двухфазного к. з. при условии перемещения проводников в разные стороны показал, что учет затухания тока к. з. из-за роста сопротивления развивающейся открытой электрической дуги повышает точность расчета токов к. з., особенно при изменении его во времени. На рис. 2, а, б приведены кривые изменения во времени периодической составляющей тока при двухфазном к. з. на

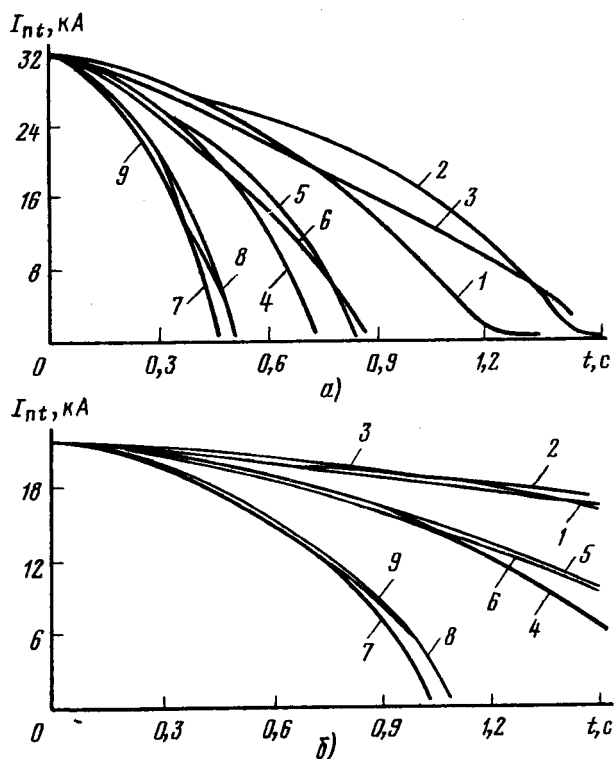


Рис. 2. Изменение тока при различных условиях к. з. на ВЛ 110 кВ (а) и 220 кВ (б):

1, 4, 7 – к. з. через дугу при различной скорости ветра, соответственно равной $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с; 2, 5, 8 – к. з.

через дугу с учетом перемещения проводов при указанных скоростях ветра соответственно; 3, 6, 9 – к. з. через дугу с учетом перемещения и изменения активного и индуктивного сопротивлений проводов при указанных скоростях ветра соответственно

ВЛ 110 и 220 кВ при различных скоростях ветра ($v_v = 0, 10$ м/с, 25 м/с). Так, кривые I_{nt} для условий ВЛ 110 кВ показывают (кривые 1, 4 и 7), что под действием силы ветра самопогасание дуги происходит быстрее ($t_d = 0,76$ с при $v_v = 10$ м/с и $t_d = 0,5$ с при $v_v = 25$ м/с), чем при отсутствии ветра ($t_d = 1,2$ с). Такое же влияние сопротивления дуги наблюдается и для ВЛ 220 кВ (рис. 2, б).

Увеличение активного сопротивления проводов вследствие их нагревания током к. з. показано на примере ВЛ 35 и 110 кВ. На рис. 3 приведены кривые изменения коэффициента увеличения активного сопротивления проводника k_g во времени для различных условий к. з. Кривые 1 и 2 показывают увеличение активного сопротивления проводов под действием максимального тока металлического к. з. Температура нагрева проводов ВЛ 35 и 110 кВ при к. з. достигает допустимого значения ($\vartheta_{доп.к} = 200^\circ\text{C}$) соответственно к моменту $t_{к.з} = 0,32$ с и $t_{к.з} = 0,25$ с; при этом имеет

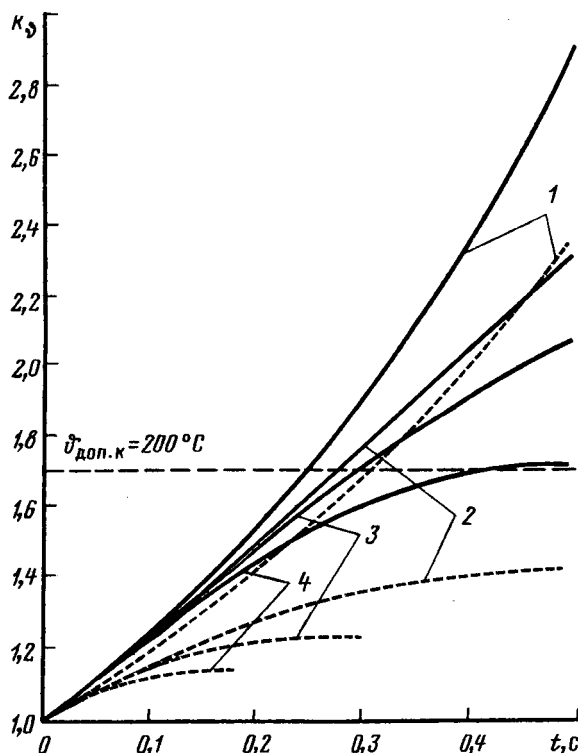


Рис. 3. Изменение коэффициента увеличения активного сопротивления проводов ВЛ 35 кВ, $S = 95$ мм² (штриховые линии) и 110 кВ, $S = 150$ мм² (сплошные линии):

1 – при металлическом к. з.; 2, 3, 4 – при дуговом к. з. и с учетом смещения проводов при различной скорости ветра, соответственно равной $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с

место увеличение активного сопротивления проводников в 1,7 раза.

Влияние сопротивления открытой электрической дуги, рассчитываемого с учетом смещения проводов в пространстве при отсутствии ветра, а также при порывах ветра со скоростью $v_v = 10$ м/с и $v_v = 25$ м/с, на характер изменения коэффициента k_g отражают соответственно кривые 2, 3 и 4. Анализ изменения кривых $k_g = f(t)$ показывает,

что при принятых расчетных условиях (см. таблицу) влияние указанных факторов сводится к снижению эффекта увеличения активного сопротивления проводов. Установлено, что учет увеличения активного сопротивления проводов вследствие их нагревания током к. з., в основном, необходим для ВЛ 6–110 кВ, у которых активное сопротивление соизмеримо с индуктивным.

Исследование изменения индуктивного сопротивления проводов ВЛ при их смещениях, приводящих к изменению среднегеометрического расстояния между фазами, было выполнено для ВЛ при металлическом и дуговом к. з. На рис. 4 сплошными линиями показаны кривые изменения

Напряжение ВЛ, кВ	Тип провода	$I_{\text{по}}^{(3)}$, кА	a , м	p , Н/м	f , м	$l_{\text{пр}}$, м	R_L , Ом/км	l_L , км
10	АПС 35/6,2	20	1,3	1,48	1,64	100	0,79	0,4
35	АС 95/16	40	2,7	3,83	4,0	125	0,306	1,0
110	АС 150/24	50	3,5	6,0	6,0	150	0,198	1,0
220	АС 240/32	42	4,25	9,21	6,9	200	0,121	5,0
330	3×АС 240/56	47	5,5	33,3	6,66	250	0,124	10
500	4×АС 240/560	27	7,5	44,4	8,88	300	0,124	10

сопротивления x_L для ВЛ напряжением 10, 35, 110, 220, 330 и 500 кВ при металлическом двухфазном к. з. Для принятых расчетных условий к. з. имеет место увеличение и уменьшение во времени индуктивного сопротивления проводов. Характер изменения сопротивления во времени определяется траекторией пространственного перемещения проводов под действием электродинамических сил при к. з. Максимальное увеличение сопротивления для ВЛ 10–220 кВ составляет 12–14 %. При дуговом к. з. (штриховые линии на рис. 4) вследствие снижения тока и замедления перемещения проводов степень изменения x_L будет другой. Особенно это характерно при воздействии на дугу ветра, так как увеличение x_L не достигает своего максимума (кривая 9, обрыв кривых связан с самопогасанием дуги). При отсутствии ветра имеет место увеличение ($t = 0,6$ с), а затем уменьшение x_L вследствие сближения проводов (кривая 7).

Учет совместного влияния открытой электрической дуги и изменения активного и индуктивного сопротивлений проводов ВЛ повышает точность оценки электродинамической стойкости короткозамкнутых проводов во времени по сравнению с оценками, не учитывающими динамику изменения токов к. з. Влияние указанных факторов в целом проявляется в замедлении роста смещения. При значениях тока, не вызывающих подъем проводников на уровень их подвеса, уменьшается максимальное тяжение. Ветровое воздействие на открытую электрическую дугу проявляется в конечном

счете в снижении эффекта действия электродинамических нагрузок.

На рис. 5 приведены кривые изменения во времени смещения проводов для ВЛ 110 кВ, определенные с помощью ЭВМ при различных условиях к. з. При металлическом к. з. (кривая 1) пространственное смещение проводов во времени носит колебательный характер. Влияние активного сопротивления дуги приводит к изменению характера смещения, особенно под воздействием ветра (кривые 2–4). Совместное влияние увеличения активного сопротивления дуги, активного и ин-

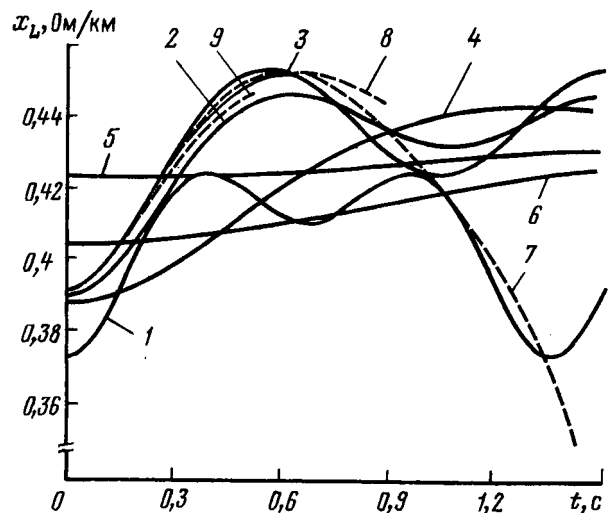


Рис. 4. Изменение индуктивного сопротивления проводов ВЛ при их смещении:

1–6 – при металлическом к. з. соответственно на ВЛ 10, 35, 110, 220, 330 и 500 кВ; 7–9 – при дуговом к. з. на ВЛ 110 кВ при скорости ветра соответственно $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с

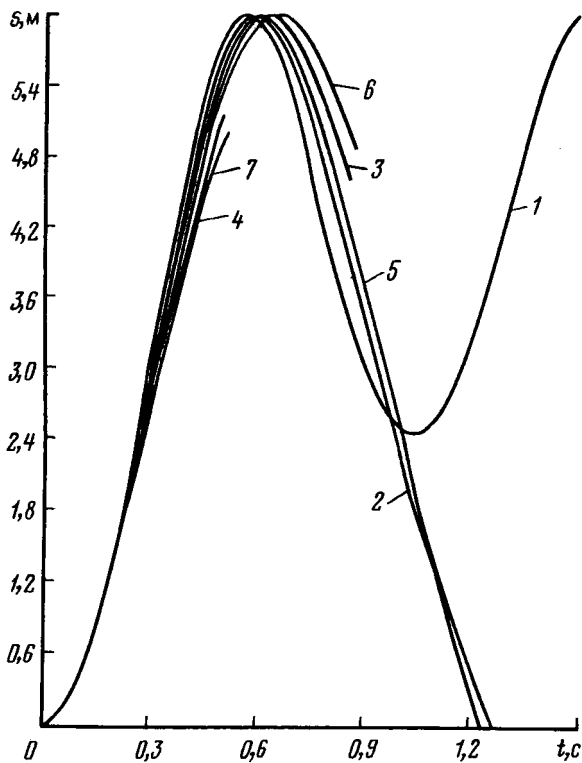


Рис. 5. Смещение проводов при к. з. на ВЛ 110 кВ:

1 – при металлическом к. з.; 2, 3, 4 – при дуговом к. з. при скорости ветра соответственно $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с; 5, 6, 7 – при дуговом к. з. с учетом изменения активного и индуктивного сопротивлений проводов ВЛ при скорости ветра соответственно $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с

дуктивного сопротивлений проводов ВЛ приводит к аналогичному усилению описанного выше эффекта, особенно с ростом скорости ветра (кривые 5–7).

При анализе влияния указанных факторов на тяжение проводов установлено (рис. 6), что по сравнению с металлическим к. з. (кривая 1) учет активного сопротивления дуги приводит к снижению тяжения ВЛ, особенно при увеличении скорости ветра (кривые 2–4). Совместное влияние всех исследуемых факторов (дуга, смещение, увеличение активного и индуктивного сопротивлений) усиливает эффект снижения во времени тяжения проводов ВЛ (кривые 5–7).

Практический интерес при настройке дистанционных защит ВЛ представляет значение переходного активного сопротивления короткозамкнутой цепи $R_{п}$, так как необходимо исключить его влияние на работу защит. Однако в реальных условиях к. з. кроме переменного, возрастающего во времени активного сопротивления дуги следует учитывать и дополнительные нелинейные составляющие активного и индуктивного сопротивлений проводов. В качестве примера на рис. 7 приведены кривые зависимости результирующего полного сопротивления короткозамкнутой цепи $Z_{к.з.}$

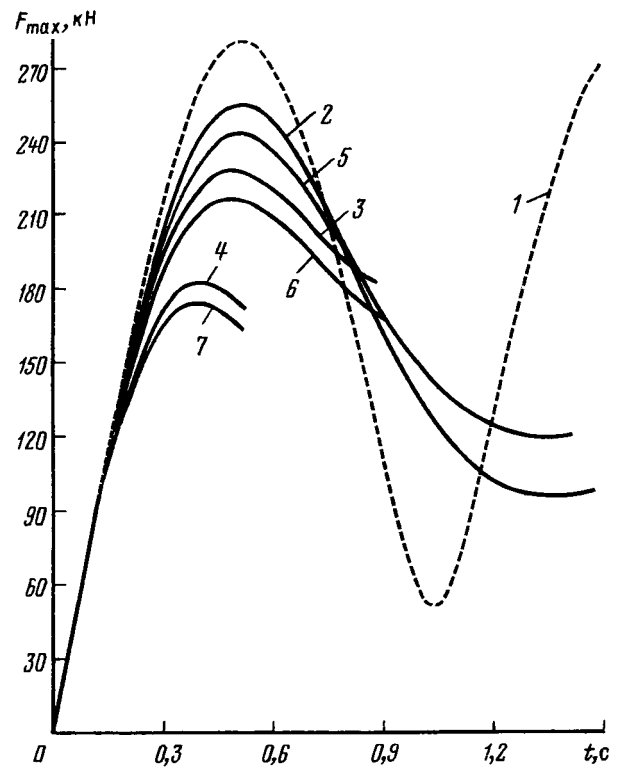


Рис. 6. Тяжение проводов при к. з. на ВЛ 110 кВ:

1 – при металлическом к. з.; 2, 3, 4 – при дуговом к. з. с учетом смещения проводов при скорости ветра соответственно $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с; 5, 6, 7 – при дуговом к. з. с учетом смещения и изменения активного и индуктивного сопротивлений проводов ВЛ при скорости ветра соответственно $v = 0, 10$ м/с и 25 м/с

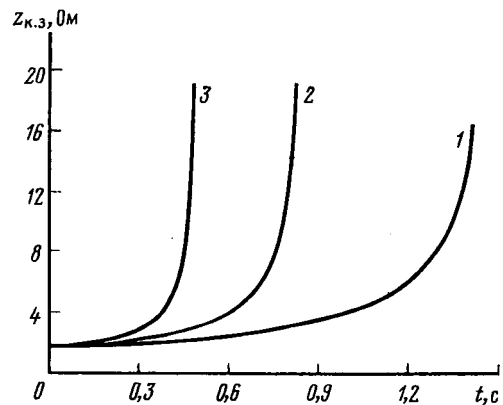


Рис. 7. Изменение во времени сопротивления короткозамкнутой цепи при к. з. на ВЛ 110 кВ с учетом сопротивления дуги, изменения активного и индуктивного сопротивлений проводов ВЛ при разной скорости ветра:

1 – $v = 0$; 2 – $v = 10$ м/с; 3 – $v = 25$ м/с

(ВЛ 110 кВ) от времени. Как видно, характер изменения указанного сопротивления в значительной степени определяется воздействием на процесс развития открытой электрической дуги

и возможен отказ в действии второй ступени токовой и дистанционной защит на ВЛ 110 кВ.

Таким образом, исследования совместного влияния на ток к. з. приведенных выше факторов показали, что степень этого влияния различна в зависимости от напряжения ВЛ, длины исследуемого участка линии, материала и сечения проводов. Наибольшее влияние нелинейности исследуемой системы на ток к. з. проявляется для ВЛ 10, 35 и 110 кВ, в меньшей степени — для ВЛ 220, 330 и 500 кВ. На рис. 2 показано изменение тока к. з. при совместном действии всех факторов исследуемой системы с гибкими проводниками. Затухание тока к. з. неоднозначно для всех действующих факторов (рис. 2, а, кривые 1, 2, 3).

При исследовании переходных процессов, связанных с горизонтальным перемещением проводов навстречу друг другу (сближение, $a(t) = a - 2s(t)$), было принято, что токи к. з. в двух фазах имеют одинаковое направление. Это возможно, например, при трехфазном к. з.

Анализ результатов расчета показал, что продолжительность процесса сближения проводов ограничивается моментом, когда происходит их схлестывание. Так, при принятых расчетных условиях для ВЛ 110 кВ схлестывание происходит примерно через 0,23 с (при учете влияния дуги, увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений проводов ВЛ). К этому моменту ток к. з. снизился от 32 кА в зависимости от скорости ветра ($v = 0, 10 \text{ м/с}, 25 \text{ м/с}$) соответственно до 30, 27 и 23 кА.

Наибольшее горизонтальное перемещение проводов ограничивается междуфазным расстоянием и для данного случая составляет 1,75 м. Максимальное тяжение проводов ВЛ 110 кВ к этому моменту составляет 150 кН, что значительно меньше по сравнению с расчетным случаем противоположного смещения или взаимного удаления проводов ($F_{\max} = 210 \text{ кН}$, рис. 6).

Указанный фактор имеет большое значение, так как в некоторых методиках расчета электродинамического действия токов к. з. (например, [1]) расчетным является случай сближения проводов, приводящий к заниженным значениям максимального тяжения в проводах.

● **Выводы.** 1. Разработана математическая модель нелинейной электрической системы с гибкими проводниками, описывающая явления, сопровождающие к. з.

2. Степень увеличения активного сопротивления проводов вследствие их нагревания током к. з. зависит от условий протекания к. з. и значительна для ВЛ 6–110 кВ.

3. При смещениях проводов ВЛ вследствие к. з. наибольшие изменения их индуктивного сопротив-

ления (до 14 %) возможны в основном для ВЛ 6–220 кВ.

4. Учет совместного влияния открытой электрической дуги и изменения активного и индуктивного сопротивлений проводников повышает точность оценки электродинамической стойкости системы с гибкими проводниками во времени по сравнению с оценками, не учитывающими динамику изменения токов к. з.

5. При определении максимального тяжения проводов следует рассматривать случай, при котором проводники перемещаются в пространстве в противоположных направлениях.

6. При дуговом к. з. возможен отказ в действии второй ступени токовой и дистанционной защит на ВЛ 110 кВ и третьей ступени (2 ступени при выдержке 1 с) дистанционных защит на ВЛ 220 кВ.

7. Учет затухания тока к. з. вследствие роста результирующего полного сопротивления короткозамкнутой цепи во времени повышает точность расчета токов к. з. в сетях 6–500 кВ.

8. Рекомендуется учитывать влияние нелинейности элементов электрической системы при анализе в ней переходных процессов, а также при разработке нормативных материалов, связанных с короткими замыканиями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Calcul des effets des courants de court-circuit. — Norme de la CEI, Publication 865, 1986.
2. Кудрявцев Е. П. Инженерный расчет прочности и смещений гибких шин при коротких замыканиях. — Изв. вузов. Энергетика, 1984, № 11.
3. Подгорный Э. В., Цыгулев Н. И., Нудельман Г. С. Алгоритм и программы расчета тока междуфазного короткого замыкания через дугу с учетом нелинейности ее вольтамперной характеристики. — Изв. вузов. Электромеханика, 1988, № 10.
4. Долинский Ю. М., Бойко В. П., Дмитриенко А. И. Исследование газодинамических процессов при дуговом коротком замыкании в комплектном распределительном устройстве. — Изв. вузов. Электромеханика, 1988, № 11.
5. Кулиев А. М. Об оценке влияния открытой электрической дуги на динамическую устойчивость электрической системы. — Изв. вузов. Энергетика, 1971, № 3.
6. Жуков В. В., Далла А. Расчет сопротивления открытой электрической дуги. — Электричество, 1990, № 1.
7. Руденберг Р. Эксплуатационные режимы электроэнергетических систем и установок. — Л.: Энергия, 1981.
8. Shier A. Resistance of electrical fanet arc in very high voltage networks. — Electrical India, 1970, No. 8.
9. Бургсдорф В. В. Открытые электрические дуги большой мощности. — Электричество, 1948, № 10.
10. Таяв И. С. Основы теории электрических аппаратов. — М.: Энергия, 1965.
11. Schutte G. Uber den Einfluss von Stromungsvorgangen

auf die Lichtbogenwanderung in engen Spalten. – ETZ-A, 1962, Н. 1.

12. Савицкий Г. А. Ветровые нагрузки на сооружение. – М.: Стройиздат, 1972.

13. Правила устройства электроустановок / – М.: Энергоатомиздат, 1986.

[06.05.92]

А в т о р: Жуков Василий Владимирович закончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1965 г. В 1974 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по исследованиям переходных процессов в узлах комплексной нагрузки. Работает в МЭИ в должности доцента.

Расчет средней наработки на отказ для элементов электрических систем с учетом их старения

ВОЛОДАРСКИЙ В. А.

При расчете показателей надежности электрической системы (ЭС) в качестве исходных данных должны быть заданы вид и значения параметров законов распределения наработки на отказ (ННО) ее элементов. На практике в ряде случаев эти исходные данные известны не полностью. Под неполнотой исходных данных здесь понимается такая выборка об отказах элементов, количество членов которой меньше необходимого по правилам прикладной статистики числа наблюдений для проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Например, установлено, что элементы, составляющие ЭС, подвержены износу и стареют, оценены значения вероятности безотказной работы (ВБР) $P_{\text{э}}(t)$ за наработку t , но законы распределения ННО не известны.

Для описания постепенных отказов, связанных с процессами износа и старения элементов ЭС, используются распределения с монотонно возрастающей функцией интенсивности отказов (ВФИ-распределения), к числу которых относятся нормальное, Вейбулла и гамма-распределение [1]. В [2] было показано, что для описания постепенных отказов элементов ЭС в условиях неполноты исходных данных может использоваться распределение косинуса, которое также относится к классу ВФИ-распределений.

Цель статьи – предложить возможные методические подходы к расчету показателей надежности ЭС при неизвестных законах распределения ННО ее элементов и сравнить результаты расчетов надежности ЭС при использовании распределений Вейбулла и косинуса для описания отказов элементов.

Для ориентировочных расчетов надежности ЭС в соответствии с результатами, полученными в [2],

можно применить два методических подхода, позволяющих внести определенность при задании вида и параметров законов распределения ННО элементов. Первый подход основан на использовании экспериментальных оценок коэффициентов вариации ННО элементов $V_{\text{э}}$ [2] или рекомендаций для ориентировочных оценок значений $V_{\text{э}}$ [3, 4]. Второй подход основан на использовании распределения косинуса [2].

При первом методическом подходе функции ВБР элементов ЭС определяются [2]:

при нормальном распределении

$$P_{\text{э}}(t) = F_0((1 - tT_{\text{э}}^{-1})/V_{\text{э}}); \quad (1)$$

при распределении Вейбулла

$$P_{\text{э}}(t) = \exp(- (tT_{\text{э}}^{-1}k_b)^6); \quad (2)$$

при гамма-распределении

$$P_{\text{э}}(t) = \exp(- mtT_{\text{э}}^{-1}) \sum_{i=1}^m (mtT_{\text{э}}^{-1})^i / i!, \quad (3)$$

где $T_{\text{э}}$ – средняя ННО элемента; F_0 – табулированная функция [5]; b – параметр формы распределения Вейбулла; $k_b = \Gamma(1 + b^{-1})$; Γ – гамма-функция; m – параметр формы гамма-распределения. 6-1);

При оцененном значении $V_{\text{э}}$ параметр b и коэффициент k_b определяются по таблице [5], а параметр $m = V_{\text{э}}^{-2}$, причем принимается ближайшее целое его значение.

При известной оценке $P_3(t)$ средняя ННО элемента определяется:

при нормальном распределении – из выражения (1)

$$T_3 = t(1 - V_3 x)^{-1},$$

где $F_0(x) = P_3(t)$;

при распределении Вейбулла – из выражения (2)

$$T_3 = tk_b(-\ln P_3(t))^{-1/b};$$

при гамма-распределении – путем решения уравнения (3) графическим методом или с использованием таблиц [5].

В табл. 1 приведены значения T_3 , вычисленные при следующих исходных данных: $P_3(t) = 0,8$; $t = 1000$ ч; $V_3 = 0,3$ ($b = 3,71$; $m = 11$); $V_3 = 0,376$ ($b = 2,9$; $m = 7$) и $V_3 = 0,4$ ($b = 2,7$; $m = 6$).

Таблица 1

Закон распределения	T_3 (ч) при V_3 , равном		
	0,4	0,376	0,3
Нормальный	1508	1463	1338
Вейбулла	1549	1495	1350
Гамма	1538	1499	1351

Как видно из табл. 1, разница между значениями T_3 , вычисленными при разных законах распределения, с уменьшением V_3 снижается. Например, разница между значениями T_3 , вычисленными при нормальном и гамма-распределении для $V_3 = 0,4$, не превышает 2,6 %, а для $V_3 = 0,3-1$ % от значений T_3 , вычисленных при распределении Вейбулла. Поэтому можно утверждать, что с допустимой для практики точностью расчетов рассматриваемые законы распределения являются эквивалентными в отношении определения ННО элементов ЭС.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что ориентировочные расчеты надежности ЭС при первом методическом подходе, когда оценены значения коэффициентов вариации ННО элементов, целесообразно проводить с использованием наиболее простого и универсального распределения Вейбулла. При этом может быть использован изложенный в [6] метод оценки на-

дежности систем с использованием аппарата функций случайных аргументов.

При втором методическом подходе распределение ВБР элементов ЭС аппроксимируется функцией косинуса [2]:

$$P_3(t) = \cos(tT_3^{-1}). \tag{4}$$

Коэффициент вариации распределения косинуса $V_3 = 0,376$ находится в диапазоне значений, рекомендованных для ориентировочных расчетов надежности [3, 4]. При заданном значении $P_3(t)$ из (4) получим

$$T_3 = t/\arccos P_3(t). \tag{5}$$

Определим значения T_3 при $P_3(t) = 0,8$ и $t = 1000$ ч, когда ВБР элемента ЭС аппроксимирована распределением косинуса. Подставив значения $P_3(t)$ и t в (5), получим $T_3 = 1554$ ч. Как видно из примера, значение T_3 , вычисленное при распределении косинуса, того же порядка, что и значения T_3 , вычисленные при нормальном, Вейбулла и гамма-распределении и V_3 , равном 0,376 и 0,4 (см. табл. 1).

Рассмотрим, каким образом изменяются показатели надежности ЭС при различных соединениях ее элементов, ВБР которых аппроксимирована распределениями косинуса и Вейбулла.

При последовательном соединении n одинаковых элементов ВБР $P_c(t)$, интенсивность отказов $\lambda_c(t)$ и ННО ЭС T_c определяются как

$$\left. \begin{aligned} P_c(t) &= \cos^n(tT_3^{-1}); \lambda_c(t) = nT_3^{-1} \operatorname{tg}(tT_3^{-1}); \\ T_c &= \int_0^{0,5\pi T_3} \cos^n(tT_3^{-1}) dt. \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

В табл. 2 приведены значения T_c , вычисленные с использованием выражения (6), при $T_3 = 1554$ ч и различных n . Здесь же представлены значения T_c для случая, когда ВБР элементов ЭС аппроксимирована распределением Вейбулла с параметра-

Таблица 2

Закон распределения	T_c (ч) при n , равном						
	2	3	4	5	6	8	10
Косинуса	1219	1037	915	829	763	667	601
Вейбулла	1177	1024	927	858	806	729	676

ми $b = 2,9$ ($V_3 = 0,376$) и $T_3 = 1495$ ч. В этом случае T_c вычислены по формуле [6]:

$$T_c = T_3 n^{-1/b}$$

Из табл. 2 видно, что разница значений T_c , вычисленных при распределениях косинуса и Вейбулла для $n \leq 5$, не превышает 5 %, поэтому можно утверждать, что с допустимой для практики 5 %-ной точностью расчетов распределения косинуса и Вейбулла являются эквивалентными в отношении вычисления ННО ЭС из последовательно соединенных элементов при $n \leq 5$. Причем более осторожные оценки ННО ЭС будут получены при использовании распределения Вейбулла, когда $n > 3$, и при использовании распределения косинуса, когда $n \leq 3$.

T_c , плотность распределения $f_c(t)$, среднеквадратичное отклонение σ_c и коэффициент вариации V_c ННО ЭС из двух последовательно соединенных элементов определяются из выражений:

$$T_c = \int_0^{0,5\pi T_3} \cos^2(t T_3^{-1}) dt = 0,25\pi T_3; \quad (7)$$

$$f_c(t) = -(\cos^2(t T_3^{-1}))' = 2 T_3^{-1} \sin(t T_3^{-1}) \cos(t T_3^{-1}); \quad (8)$$

$$\sigma_c = \left[\int_0^{0,5\pi T_3} (t - T_c)^2 f_c(t) dt \right]^{0,5} \quad (9)$$

Подставив значения T_c и $f_c(t)$ из (7) и (8) в (9), получим $\sigma_c = T_3(0,0625\pi^2 - 0,5)^{0,5}$. Тогда $V_c = (\pi^2 - 8)^{0,5} \pi^{-1} \approx 0,435$, т. е. коэффициент вариации ННО ЭС из последовательно соединенных элементов возрастает.

При параллельном соединении n одинаковых элементов, т. е. при постоянно включенном резерве, ВБР системы определяется [6]:

$$P_c(t) = \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} C_n^i P_3^i(t), \quad (10)$$

где C_n^i — биномиальный коэффициент.

Подставив $P_3(t)$ из (4) в (10), получим:

$$\left. \begin{aligned} \text{при } n = 2 \quad P_c(t) &= 2\cos(t T_3^{-1}) - \cos^2(t T_3^{-1}); \\ \text{при } n = 3 \quad P_c(t) &= 3\cos(t T_3^{-1}) - 3\cos^2(t T_3^{-1}) + \\ &+ \cos^3(t T_3^{-1}) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

и т. д.

Средняя ННО ЭС определяется как

$$T_c = \int_0^{0,5\pi T_3} P_c(t) dt. \quad (12)$$

В табл. 3 приведены значения T_c , вычисленные с использованием выражений (12) и (11), при $T_3 = 1554$ ч и различных n . Здесь же представлены значения T_c для случая, когда ВБР элементов ЭС аппроксимирована распределением Вейбулла с параметрами $b = 2,9$ и $T_3 = 1495$ ч. T_c в этом случае вычислены по формуле [6] $T_c =$

$$= T_3 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} C_n^i (i-1)^{1/b}$$

Таблица 3

Закон распределения	T_c (ч) при n , равном						
	2	3	4	5	6	8	10
Косинуса	1888	2035	2121	2175	2216	2269	2299
Вейбулла	1912	1976	2084	2162	2225	2317	2392

Из табл. 3 видно, что при $n \leq 10$ разница значений T_c , вычисленных при распределениях косинуса и Вейбулла, не превышает 5 %. Поэтому можно утверждать, что с допустимой для практики 5 %-ной точностью расчетов распределения косинуса и Вейбулла являются эквивалентными в отношении вычисления ННО ЭС из $n \leq 10$ параллельно соединенных элементов. Причем более осторожные оценки надежности ЭС будут получены при использовании распределения Вейбулла, когда $n > 5$, и при использовании распределения косинуса, когда $n \leq 5$.

Найдем выражения для определения показателей надежности ЭС из двух параллельно соединенных элементов. T_c определяется из (12) и (11)

при $n = 2$ в виде

$$T_c = \int_0^{0,5\pi T_3} (2\cos tT_3^{-1}) \cos^2(tT_3^{-1}) dt = (2 - 0,25\pi)T_3, \quad (13)$$

а $f_c(t)$ — из (11) при $n = 2$:

$$f_c(t) = -(P_c(t))' = 2T_3^{-1} \sin(tT_3^{-1})(1 - \cos(tT_3^{-1})). \quad (14)$$

Разделив (14) на (11) при $n = 2$, получим

$$\lambda_c(t) = 2T_3^{-1} \operatorname{tg}(tT_3^{-1})(1 - \cos(tT_3^{-1})) \times (2 - \cos(tT_3^{-1}))^{-1}.$$

Подставив значения T_c и $f_c(t)$ из (13) и (14) в (9), получим $\sigma_c = T_3(3\pi - 3\pi^2/16 - 7,5)^{0,5}$. Тогда $V_c = (3\pi - 3\pi^2/16 - 7,5)^{0,5}(2 - 0,25\pi)^{-1} \approx 0,224$, т. е. коэффициент вариации ННО ЭС из параллельно соединенных элементов снижается.

При резервировании замещением одного основного элемента резервными можно определить ННО и ВБР системы в виде [7]:

$$T_c = (m + 1)T_3;$$

$$P_{m+1}(t) = P_m(t) + \int_0^t P(t - \tau) f_m(\tau) d\tau, \quad (15)$$

где $P_{m+1}T_3$; $P_m(t)$ — ВБР резервированной системы соответственно кратности $m + 1$ и m ; $P(t - \tau)$ — ВБР основного элемента в течение времени $t - \tau$; $f_m(\tau)$ — плотность вероятности резервированной системы кратности m в момент времени τ .

Найдем выражения для определения показателей надежности ЭС при $m = 1$ для случая, когда ВБР элементов аппроксимирована распределением косинуса. Подставив значения $P_1(t) = \cos(tT_3^{-1})$;

$$f_1(t) = T_3^{-1} \sin(tT_3^{-1}) \quad \text{и} \quad P(t - \tau) = \cos(tT_3^{-1}) \times \cos(\tau T_3^{-1}) + \sin(tT_3^{-1}) \sin(\tau T_3^{-1})$$

в (15), получим:

$$P_2(t) = \cos(tT_3^{-1}) + 0,5tT_3^{-1} \sin(tT_3^{-1});$$

$$f_2(t) = -(P_2(t))' = 0,5(\sin(tT_3^{-1}) - tT_3^{-1} \cos(tT_3^{-1}));$$

$$\lambda_2(t) = f_2(t) (P_2(t))^{-1} = (0,5T_3^{-1}(\sin(tT_3^{-1}) - tT_3^{-1} \cos(tT_3^{-1}))) (\cos(tT_3^{-1}) + 0,5tT_3^{-1} \sin(tT_3^{-1}))^{-1}.$$

Используя преобразование Лапласа $\omega(s) = f(s)(1 - f(s))^{-1}$, определяем параметр потока отказов:

$$\omega_2(t) = 0,5T_3^{-1}(tT_3^{-1} - 2^{-0,5} \sin(2^{0,5}tT_3^{-1})).$$

Функции $P_2(t)$, $f_2(t)$, $\lambda_2(t)$, $\omega_2(t)$ существуют в области значений $0 \leq t \leq 2,46T_3$.

Необходимо отметить, что задача расчета показателей надежности дублированной системы с резервированием по способу замещения при аппроксимации ВБР элементов распределением Вейбулла может быть решена только при $b = 2$, т. е. при распределении Релея [7].

● **Выводы.** 1. При оцененном значении коэффициента вариации с допустимой для практики точностью расчетов распределения нормальное, Вейбулла и гамма-распределение являются эквивалентными в отношении вычисления средней ННО элементов ЭС.

2. С допустимой для практики точностью расчетов распределения Вейбулла и косинуса являются эквивалентными в отношении вычисления средней ННО ЭС из последовательно и параллельно соединенных элементов.

3. Ориентировочные расчеты надежности ЭС при неполных исходных данных в случае, когда могут быть оценены значения коэффициентов вариации ННО элементов, целесообразно проводить с использованием распределения Вейбулла, в противном случае — с использованием распределения косинуса.

4. При использовании распределения косинуса задача расчета показателей надежности ЭС при последовательном и параллельном соединениях элементов и при резервировании элементов по способу замещения может быть решена аналитическим методом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фоксин Ю. А., Туфанов В. А. Оценка надежности системы электроснабжения. — М.: Энергоиздат, 1981.
2. Володарский В. А. Определение показателей надежности электрооборудования при неопределенности исходной информации. — Электричество, 1987, № 3.
3. Волков Б. Н., Кубарев А. И. Практические рекомендации по внесению требований надежности в нормативно-техническую документацию. — Стандарты и качество, 1987, № 6.

4. Бутенко Л. И. К оценке коэффициента вариации наработки объектов. – Надежность и контроль качества, 1989, № 9.
5. Шор Я. Б., Кузьмин Ф. И. Таблицы для анализа и контроля надежности. – М.: Советское радио, 1968.
6. Надежность и эффективность АСУ / Ю. Г. Заренин, М. Д. Збырко, Б. П. Креденцер и др. – Киев: Техника, 1975.
7. Половко А. М., Зарудный В. И. О некоторых важных свойствах резервирования. Основные вопросы теории и практики надежности. – М.: Советское радио, 1971.

[21.01.92]

А в т о р: Володарский Владислав Афанасьевич окончил электротехнический факультет Томского электрометаллического института инженеров ж. д. транспорта в 1961 г. В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию по тематике разработки математических моделей предупредительных замен и ремонтов электрооборудования в Московском горном институте. Работает в НПО Сибцветметавтоматика в должности заведующего отделом.

О причинах снижения электрической прочности сильноточного разрядника с искажением поля

АШМАРИН В. В., КАЛИХМАН С. А.

Для коммутации сильноточных электрических цепей емкостных накопителей широко применяются высоковольтные разрядники, управляемые путем искажения электрического поля. Формирование нескольких параллельных каналов, применение в качестве электродного материала металлокерамики типа ВНМ (вольфрам – 75 %, никель – 1,5 %, медь – 23,5 %) позволяет увеличить эрозионную и динамическую стойкость коммутатора [1–3].

В статье приведены данные о количественном изменении массы металлов в электродах, определены формы и размеры образующихся микронеровностей на поверхности электродов, рассмотрена равномерность распределения тока по каналам многоканального разрядника и анализируется влияние указанных факторов на электрическую прочность разрядника в процессе эксплуатации.

В экспериментах использовался четырехканальный рельсовый разрядник. Основу исследуемой конструкции составляют рельсы с индуктивным делителем тока в виде гребенки (шириной 8 см) с зубцами (высотой 4 см и шириной 2 см) [4], обеспечивающей отношение индуктивности канала разряда к индуктивности разрядной цепи $L / L_{\text{ц.р}} \geq 5 \cdot 10^{-2}$. При этом увеличивается постоянная времени развития неустойчивости системы параллельных импульсных дуг, что повышает вероятность равномерного распределения тока между каналами [5]. При питании от емкостного накопителя энергии это увеличение составляет около 30 %.

На зубцах гребенки установлены главные электроды в виде цилиндров с полусферическими концами диаметром 2 см, один из которых подключен к высоковольтной батарее конденсаторов, а другой к нагрузке.

В межэлектродном промежутке располагались управляющие электроды – заостренные пластины толщиной 0,1 см, высотой и шириной 1 см. Электродная система образует четыре параллельных канала с межэлектродным зазором 0,69 см и размещается в камере, наполненной сухим воздухом при давлении 0,3 МПа. Статическое разрядное напряжение межэлектродных зазоров – 30 кВ. Внутренняя изоляция коммутатора выполнена из фторопласта.

Ток в разрядной цепи обеспечивался батареей конденсаторов типа ИКМ-25-12 суммарной емкостью 108 мкФ и имел форму затухающей синусоиды с максимальным значением тока 300 кА и периодом 37 мкс; при одном разряде через параллельные каналы протекал заряд 2,16 Кл. Исследовался режим однократной коммутации разрядника. После каждого разряда камера продувалась в течение 30 с. В процессе испытаний разрядник не вскрывался, электроды не шлифовались, внутренние детали не промывались.

После 1000 разрядов был проведен рентгеноструктурный анализ электродов, основанный на методе отношения интенсивностей аналитических линий [6]. В качестве анализируемой фазы была выбрана медь. Анализ полученных зависимостей (рис. 1) показал, что концентрация меди в поверхностных слоях исходных электродов составляла

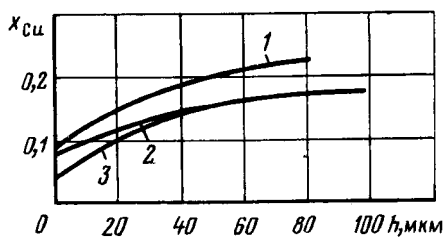


Рис. 1. Кривые зависимости массового содержания меди от глубины исследуемого слоя электродов разрядника

9 % (кривая 1), а после испытаний концентрация меди в электродах высокого напряжения (при отрицательной полярности зарядного напряжения) уменьшилась до 4 % (кривая 3), а в электродах, подключенных к нагрузке, до 7 % (кривая 2). Различие в значениях концентрации меди в электродах наблюдается до глубины $50 \cdot 10^{-6}$ м.

Таким образом, при разряде медь с поверхности электродов испаряется, а структура вольфрамового каркаса остается практически неизменной, что приводит к нарушению рельефа поверхности электродов.

Изменение рельефа поверхности электродов в процессе испытаний контролировалось с помощью профилометра-профилографа "Talisurf-10", имеющего погрешность измерения 3 %. Радиус щупа равнялся $2 \cdot 10^{-6}$ м. Результаты измерений параметров шероховатости поверхности электродов (средняя высота неровностей профиля R_1 , наибольшая высота неровностей профиля R_2 , опорная длина t , плотность выступов D_1 и впадин D_2 , максимальная высота профиля h [7]) приведены в табл. 1. Из полученных результатов следует, что рельеф поверхности электродов представляет чередование выступов и впадин. Величины R_1 и R_2 возрастают в 10–15 раз и образуют микровыступы, которые можно представить в форме вытянутых полуэллипсоидов вращения высотой $h = 130 \cdot 10^{-6}$ м и опорной длиной $t = 60 \cdot 10^{-6}$ м. Образовавшиеся на поверхности электродов микровыступы создают локальные усиления поля, что оказывает влияние на статическое пробивное напряжение разрядника. Напряженность электрического поля E вблизи микровыступа определялась решением задачи об

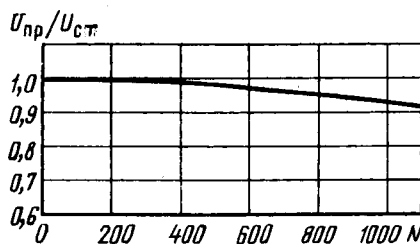


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения от числа коммутаций разрядника в режиме четырехканальных коммутаций

электрическом поле эллипсоида вращения, помещенного в равномерное поле с напряженностью E_{cp} . Соотношения для расчета величины E определялись по выражению для распределения потенциала [8]. Совместное решение как уравнения для фактора усиления поля на вершине микровыступа ($M_n = E/E_{cp}$), окруженного четырьмя аналогичными микровыступами, так и условия самостоятельности разряда [9], записанного с учетом процессов ударной ионизации в поле микровыступа, позволяет оценить степень и характер влияния состояния поверхности электродов разрядника на пробивное напряжение зазора $U_{пр}$. Результаты численных расчетов показали, что при полученных размерах микровыступов h и t фактор усиления поля $M_n = 5,3$, и создаваемое ими поле не оказывает влияния на величину $U_{пр}$. Анализ показывает, что для уменьшения $U_{пр}$ более чем на 10 % изменение рельефа поверхности должно быть таким, чтобы выполнялось условие $M_n \geq 10$.

Таким образом, пробивное напряжение зазоров, образованных электродами, изготовленными из металлокерамики ВНМ, после 1000 разрядов не изменяется.

Наряду с этим определялась электрическая прочность коммутатора в целом при плавном подъеме напряжения до начала испытаний и после серии из 1000 разрядов. В результате была получена зависимость статического пробивного напряжения $U_{пр}$ от числа разрядов N (рис. 2), которая

Таблица 1

Характеристика состояния электродов	Значения параметров шероховатости поверхности электродов					
	$R_1, 10^{-4}$ см	$R_2, 10^{-4}$ см	$t, 10^{-4}$ см	D_1 , на 0,1 см	D_2 , на 0,1 см	$h, 10^{-4}$ см
Исходное состояние	2,6	4,2	0	6	5,5	6
Электроды высокого напряжения после 1000 разрядов	41,7	73,8	60	9	6	130
Электроды, подключенные к нагрузке после 1000 разрядов	34,8	54,6	60	9,5	7,5	100

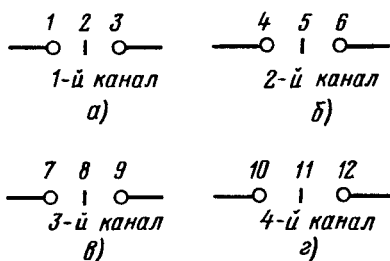


Рис. 3. Расположение электродов:

1, 4, 7, 10 – электроды разрядника, подключенные к высоковольтной батарее конденсаторов; 3, 6, 9, 12 – электроды разрядника, подключенные к нагрузке; 2, 5, 8, 11 – управляющие электроды разрядника

иллюстрирует необратимое уменьшение величины $U_{пр}$ после многократных коммутаций. Установлено, что величина $U_{пр}$ после 1000 разрядов снизилась на 6%. Однако после промывки поверхности электродов и диэлектрика в разряднике пробивное напряжение восстанавливается до исходного.

Таким образом, изменение значения $U_{пр}$ в процессе испытаний обусловлено воздействием продуктов разложения диэлектрика и паров металла на электродную систему и поверхность изолятора.

Эрозионная стойкость разрядника зависит от равномерности распределения заряда по параллельным каналам. Критерием равномерности может служить масса эродированного металла, определявшаяся путем взвешивания электродов до и после серии экспериментов из 1000 разрядов. Общий заряд, коммутируемый разрядником за 1000 разрядов, составил 2160 Кл. Результаты измерения приведены в табл. 2, где m_1 – масса электродов до испытаний, m_2 – масса электродов после 1000 разрядов, m – унесенная масса, M_y –

удельная эрозия электродов. Анализ данных показывает, что электрод высокого напряжения теряет в среднем 1,86 мг/Кл за разряд; электрод, подключенный к нагрузке – 2,225 мг/Кл, а управляющий электрод – 0,48 мг/Кл. Отличие удельной эрозии электродов, образующих параллельные каналы разрядника, незначительно и не превышает 8%. Расположение электродов см. на рис. 3.

Таким образом, заряд, протекающий через электроды разрядника, распределяется практически равномерно по искровым каналам коммутатора. При этом удельная эрозия электродов в 4–6 раз ниже, чем в режиме одноканальной работы разрядника.

● **Выводы.** 1. В многоканальном разряднике с использованием индуктивного делителя тока при выполнении условия $L_{к}/L_{ц.р} \geq 5 \cdot 10^{-2}$ обеспечивается равенство эродированной массы электродов, что свидетельствует о равномерном (в среднем) распределении тока по каналам.

2. Уменьшение статического пробивного напряжения разрядника с электродами из металлокерамики ВМ при значении протекающего заряда $q \leq 540$ Кл обусловлено загрязнением электродной системы вследствие абляции и металлизации изолятора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гончаренко Г. М., Иванов Е. Н., Прохоров Е. Н. Перемещение кратеров дуги и эрозии электродов в малоиндуктивной разрядной цепи. – В сб. Вопросы высоковольтной импульсной техники. – Чебоксары, 1972, вып. 1.
 2. Авруцкий В. А., Борисов Р. К., Прохоров Е. Н. Влияние материала электродов на характеристики сильноточных разрядников. – Электричество, 1977, № 5.
 3. Апшарин В. В., Калыхман С. А. Эрозия электродов коммутатора под действием импульсной дуги – Тез. докл.

Таблица 2

Расположение электродов	Номер электрода на рис. 3	Параметры эрозии электродов с указанными номерами			
		m_1 , г	m_2 , г	m , г	M_y , г/Кл · 10 ⁻³
Рис. 3, а	1	79,4756	78,4496	1,026	1,9
	2	2,67	2,47	0,21	0,389
	3	70,1321	68,9	1,2321	2,28
Рис. 3, б	4	77,3254	76,3054	1,02	1,9
	5	2,56	2,2	0,36	0,66
	6	69,9882	68,7268	1,2014	2,33
Рис. 3, в	7	80,7854	79,7654	1,02	1,9
	8	2,23	1,95	0,28	0,52
	9	67,8096	66,65	1,1596	2,15
Рис. 3, г	10	81,5528	80,6144	0,9384	1,74
	11	2,38	2,19	0,19	0,35
	12	70,0348	68,879	1,1558	2,14

XI Всес. конф. по генераторам низкотемпературной плазмы. Новосибирск, 1989.

4. А. с. 983852 (СССР). Многоканальный искровой разрядник / В. В. Ашмарин, А. А. Блохинцев, С. А. Калихман. Опубл. в Б. И., 1982, № 47.

5. Ашмарин В. В., Калихман С. А. Динамика системы параллельных импульсных дуг с индуктивным делителем тока. — Электротехника, 1981, № 9.

6. Русаков А. А. Рентгенография металлов. — М.: Атомиздат, 1977.

7. ГОСТ 25142-82. Шероховатость поверхности. Термины и определения.

8. Смайт В. Электростатика и электродинамика. — М.: Изд-во иностр. лит., 1954.

9. Авруцкий В. А., Гончаренко Г. М., Прохоров Е. Н. Влияние шероховатости электродов на электрическую прочность газов. — Журн. техн. физики, 1973, т. 43, вып. 3.

[13.08.91]

А в т о р ы: Ашмарин Василий Васильевич окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского государственного университета в 1976 г. Работает в ЧГУ.

Калихман Семен Абрамович окончил энергетический факультет МЭИ в 1969 г. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию по теме преобразования энергии при ускорении твердых тел электромагнитными силами в Институте атомной энергии им. И. В. Курчатова. Работает в ЧГУ.

О возможности построения флуктуационной теории электрической прочности

ПУВАЛОВ М. Ю.

В настоящее время широкое признание получила термофлуктуационная теория прочности твердых тел [1, 2]. Первоначально эта теория применялась для объяснения механической прочности, позднее она была обобщена и на электрическую прочность [3]. Основное положение этой теории сводится к следующему: силовое воздействие электрической и механической природы деформирует межатомные связи; разрыв же связи происходит под действием тепловой флуктуации. При этом долговечность твердого тела под нагрузкой определяется по существу временем ожидания достаточно большой флуктуации и описывается хорошо известной формулой С. Н. Журкова [1, 2].

Кроме того, в последние годы опубликована серия работ, в которых определяющая роль в долговечности полимерной изоляции (ЭИ), находящейся под действием электрического поля, отводится уже не тепловым, а электрическим флуктуациям [4, 5]. Общим в этих подходах является то, что флуктуации — тепловые или электрические, определяющие долговечность системы, являются равновесными. Не умаляя принципиальную роль последних, можно, тем не менее, утверждать, что для более или менее детального анализа старения и отказа ЭИ ограничиваться рассмотрением только равновесных флуктуаций недостаточно, поскольку процессы разрушения в общем

случае неравновесны, причем сильно неравновесны. Особенно ярко неравновесность проявляется при электрическом разрушении, которое завершается пробоем — взрывоподобным явлением, сопровождающимся выделением значительных количеств энергии. В связи с этим целесообразно рассмотреть флуктуационный аспект разрушения с более общих позиций. В этих целях попробуем проклассифицировать известные типы флуктуаций. Результаты этой попытки сведены в таблицу и обсуждаются ниже. При этом мы будем ограничиваться конкретным типом изделий, а именно кабелями высокого напряжения — маслонаполненными (МНК) и с пластмассовой ЭИ (КПИ), что связано с профессиональными интересами автора.

Как видно из таблицы, флуктуации в ЭИ различаются по их физическому содержанию (тепловые, электрические, структурные), по степени неравновесности и по "происхождению" (внутренние, внешние). Существует ли какой-либо общий механизм, связывающий флуктуации с разрушением? Можно утверждать, что да, существует. Этот механизм определяется предложенным И. Пригожиным принципом "порядок через флуктуации" [14, 15], который, по-видимому, отражает один из общих законов эволюции материальных систем. Применительно к рассматриваемому вопросу этот принцип можно сформулировать как "порядок

Типы флуктуаций в электрической изоляции кабелей высокого напряжения

№ п/п	Тип флуктуаций	Возможные механизмы физического проявления	№ библиографической ссылки
1	Равновесные тепловые	Кинетическая природа механической и электрической прочности	[1 ÷ 3]
2	Равновесные электрические	Экстремальный характер распределения электрической прочности	[4, 5]
3	Неравновесные тепловые	Развитие во времени теплового пробоя	[6]
4	Неравновесные электрические	Явления типа шнурования тока, доменной неустойчивости, частичные разряды	[7]
5	Равновесные структуры	Разрыв и рекомбинация межатомных связей; образование и заживление субмикроразрывов ¹ в КПИ	[1, 2, 8]
6	Неравновесные структуры	Зарождение и растворение зародышевых пузырьков в МНК Развитие необратимых микро- и макроповреждений: необратимый рост субмикро- и микротрещин, развитие электрического триинга в КПИ	[9] [11]
7	Внешние шумы ²	Коронирующие газовые пузыри и скользящий разряд в МНК Токовые перегрузки, колебания температуры окружающей среды; грозовые и коммутационные перенапряжения	[12] [13]

¹ Вопрос об обратимости образования субмикроразрывов является дискуссионным. В пользу такой возможности высказываются авторы [10].

² Влияние внешних шумов на систему представляет большой самостоятельный интерес. Эти шумы присутствуют всегда и могут быть достаточно велики.

Как показано в [13], внешние шумы способны при определенных условиях индуцировать неравновесные фазовые переходы. В целом этот вопрос подлежит специальному изучению и в этой статье не рассматривается.

разрушения через флуктуации". Смысл его, по нашему мнению, состоит в следующем. В исходном состоянии в ЭИ непрерывно имеют место равновесные структурные флуктуации (см. таблицу), которые представляют собой спонтанные и обратимые нарушения структуры материала, занимающие малые промежутки времени и микроскопические объемы (такие структурные флуктуации, естественно, связаны с равновесными тепловыми флуктуациями). В МНК это — зародышевые пузырьки газа в масле, в КПИ — разрывы межатомных связей или субмикроразрывы.

При превышении напряженностью электрического поля E некоторой критической величины $E_{кр}$ (аналог термодинамического порога в [14, 15]) неповрежденное состояние ЭИ становится неустойчивым, эти "флуктуации разрушения" становятся необратимыми, разрастаются, достигают макроскопических размеров и постепенно заполняют собой всю систему, диктуя дальнейший порядок событий, вплоть до отказа. Эта общая модель эволюции в конкретных типах ЭИ реализуется следующим образом.

Маслонаполненные кабели. При $E > E_{кр}$ в газовых пузырьках начинаются частичные разряды (ЧР), приводящие к повышенному газообразованию и росту пузырьков. При достижении пузырьком предельных размеров, обусловленных

структурой ЭИ, разрушение может перейти на макроуровень в форме скользящего разряда.

Кабели с пластмассовой ЭИ. Первоначальным типом повреждения ЭИ силами электрического поля являются субмикротрещины. Последующий рост их числа и слияние в конце концов приводит к образованию микроразрывов достаточно крупной, чтобы в ней начались ЧР, после чего разрушение переходит на стадию электрического триинга.

Важно подчеркнуть, что принятый на вооружение принцип порядка (разрушения) через флуктуации применим не только к структурным изменениям в системе, но также к электрическим и тепловым процессам, сопряженным с разрушением. Рассмотрим, например, тепловую неустойчивость МНК. Известно, что стационарное уравнение теплопроводности, учитывающее зависимость диэлектрических потерь от температуры, в общем случае имеет до двух решений. Обычно говорится, что лишь одно из них — устойчивое — имеет физический смысл. Однако в свете современных естественнонаучных представлений [16] такое утверждение представляется не вполне корректным. Неустойчивое решение имеет не меньший физический смысл, чем устойчивое, правда, несколько иной: неустойчивое стационарное состояние является отправной точкой для развития теплового пробоя. Анализ эволюции системы и ее устойчивости при этом может быть выполнен посредством

исследования поведения флуктуаций. Если малая тепловая флуктуация, возникшая в ЭИ, будет убывать, то стационарное состояние устойчиво, если же флуктуация нарастает — то стационарное состояние неустойчиво; дальнейшее развитие флуктуации во времени, с достижением ею макроскопических масштабов в конце концов приведет к пробою.

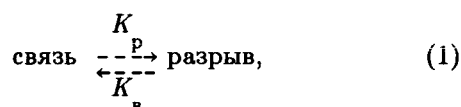
После краткого качественного анализа можно сделать следующие обобщающие замечания. И вся разбираемая система (кабель высокого напряжения), и отдельные ее подсистемы — ЭИ, система повреждений, обмениваются с окружающей средой потоками вещества и энергии, в первую очередь, энергии электрического поля. Таким образом, система является открытой, а значит и неравновесной. Всем рассмотренным процессам присуще наличие некоторого порога — в первую очередь $E_{кр}$ (применительно к устойчивости теплового состояния пороговые значения имеют также ток нагрузки, температуры и тепловое сопротивление окружающей среды, тангенс угла диэлектрических потерь), и они могут происходить, лишь если этот порог превышен.

Следующим общим свойством является нелинейность дифференциальных уравнений, моделирующих изучаемые явления — см. литературные ссылки, приведенные в таблице. И последнее: установлено, что накопление повреждений в твердых телах происходит кооперативно [8]. Таким образом, при разрушении ЭИ электрическим полем соблюдаются необходимые по [17] условия образования диссипативных структур: неравновесность, открытость, нелинейность, закрытость, кооперативность. Следует подчеркнуть, что самоорганизация разрушения здесь, строго говоря, лишь гипотеза, т. к. перечисленные условия лишь необходимые, а не достаточные. В то же время эта гипотеза весьма сильная: так, например, в [18] установлено существование диссипативных структур, описываемых нелинейным уравнением теплопроводности. Значит, можно ожидать появления таких структур при развитии во времени тепловой неустойчивости. Тем более естественно ожидать их появления при развитии разрушения, которое представляет собой совокупность взаимосвязанных тепловых, электрических явлений и физико-химических процессов деструкции.

На первый взгляд сделанное утверждение представляется парадоксальным: разрушение представляет собой разупорядочивание, деградацию материала, и использование понятия самоорганизации, которая сопровождается уменьшением энтропии, кажется здесь неуместным. Необходимо подчеркнуть, что речь идет о самоорганизации системы повреждений, а отнюдь не самой ЭИ. Согласно второму закону термодинамики самоорганизация

возможна лишь в открытой системе, и убывание энтропии в ней обязательно должно "оплачиваться" увеличением энтропии в окружающей среде, т. е. в данном случае в ЭИ. Следовательно, упорядочивание разрушения означает еще большую, а не меньшую деградацию ЭИ. При последовательной разработке принципа "порядок через флуктуации" его автор И. Пригожин использовал три подхода: термодинамики необратимых процессов, кинетический детерминированный и стохастический [14]. Мы также попытаемся следовать этим подходам в разбираемых ниже примерах, в которых анализируются последовательные этапы разрушения пластмассовой ЭИ.

При $E < E_{кр}$ концентрация накопленных разрывов химических связей n будет эволюционировать к некоторому стационарному значению. В данном случае имеем дело с обратимой "мономолекулярной" реакцией типа



где K_p и K_v — константы скорости разрыва и восстановления связей соответственно.

Если m_0 — исходная, а m — текущая концентрация реакционноспособных, но еще неповрежденных связей, и выполняется естественное условие $m + n = m_0$, то увеличение числа разрывов описывается уравнением:

$$\frac{dn}{dt} = K_p(m_0 - n) - K_v n, \quad (2)$$

что соответствует [1, с. 483].

Очевидно, что в находящемся в состоянии текущего равновесия материале разрывы связей появляются и исчезают случайным образом; при этом флуктуации n аналогичны генерационно-рекомбинационному шуму в полупроводниках. Их можно рассматривать как марковский случайный процесс рождения — гибели, вероятность $P_r(n)$ которого подчиняется так называемому основному уравнению:

$$\frac{dP_r(n, t)}{dt} = \lambda(n-1)P_r(n-1, t) + \mu(n+1)P_r(n+1, t) - \lambda(n)P_r(n, t) - \mu(n)P_r(n, t), \quad (3)$$

где $\lambda(n) = K_p(m_0 - n)$ — скорость рождения; $\mu(n) = K_v n$ — скорость гибели.

Как следует из (3), флуктуации n подчиняются биномиальному закону [19], а в пределе больших n — пуассоновскому.

При $E > E_{кр}$ в материале будут накапливаться необратимые повреждения, наиболее вероятным видом которых являются субмикротрещины (СМТ). Каждая СМТ образуется после очередного эффективного разрыва связи в результате "взрывного" развития цепной реакции, охватывающего большое количество мономерных звеньев. Поэтому на этой стадии разрушение целесообразно описывать уже на надмолекулярном уровне, используя в качестве переменной N концентрацию СМТ.

В полном соответствии с изложенным, воспользуемся следующими допущениями:

а) при $E < E_{кр}$ накопление СМТ не происходит, тогда как при $E > E_{кр}$ оно происходит необратимо;

б) зарождение СМТ происходит в отдельных ослабленных местах полимера (практически — в аморфных прослойках), число которых ограничено и равно $N_{пр}$;

в) возможность слияния СМТ с образованием дефектов более высокого уровня пока не учитывается.

Самым простым уравнением, удовлетворяющим перечисленным условиям, будет уравнение логистического роста:

$$\frac{dN}{dt} = \left[K'_p - K'_b \right] N (N_{пр} - N), \quad (4)$$

где K_p и K_b — коэффициенты, аналогичные K и K_b в (1), причем условию $E > E_{кр}$ соответствует $K'_p > K'_b$.

Статистические свойства (4) как распространенной кинетической модели изучены довольно подробно [15, 23]. При всей своей простоте эта модель уже демонстрирует неравновесные черты флуктуационного поведения. Так, переход от (4) к макроскопическому описанию, т. е. к описанию относительно средних $\langle N \rangle$, дает:

$$\frac{d\langle N \rangle}{dt} = \left[K'_p - K'_b \right] \left[N_{пр} \langle N \rangle - \langle N \rangle^2 - \langle \delta N^2 \rangle \right], \quad (5)$$

где δN — флуктуация N .

Появление в макроскопическом описании, по сравнению с (4), поправки $\langle \delta N^2 \rangle$ связано с отклонением фактического распределения N от пуассоновского, для которого $\langle \delta N^2 \rangle = \langle N \rangle$.

Подчеркнем, что в линейной, докритической ($E < E_{кр}$), модели (2) такое расхождение между стохастическим и макроскопическим описаниями отсутствует; стационарное состояние, соответствующее (2), относится к "термодинамической ветви", т. е. к состоянию, качественно мало отличающе-

муся от термодинамического равновесия и переходящего в него при $E = 0$.

Как и для (2), для (4) можно составить основное уравнение (3), для которого $\lambda(N) = (K'_p - K'_b)N(N_{пр} - N)$ и $\mu(N) = 0$, т. е. в данном случае имеет место чистый процесс рождения. Численное решение (3) в случае логистической модели показывает, что переход между детерминированными состояниями $N = 0$ и $N = N_{пр}$ характеризуется

значительным временным возрастанием дисперсии. Величина N оказывается как бы размазанной по отрезку $[0, N_{пр}]$; при этом образуется пологий максимум, который медленно дрейфует от одной границы к другой.

Представление разрушения в виде марковского случайного процесса может быть обосновано, во-первых, случайной природой равновесных тепловых колебаний в материале и, во-вторых, дискретностью как его строения, так и его повреждаемости.

Продолжим рассмотрение деградации ЭИ. По мере накопления СМТ возрастает вероятность их слияния с образованием более крупной микрополости. Этот процесс — кластеризация СМТ — будет продолжаться до тех пор, пока микрополость не достигнет такой величины, что в ней начнутся ЧР. Появление нового мощного механизма разрушения тут же переведет его на макроуровень.

Рассмотрим зарождение ЧР в ЭИ, используя универсальный критерий эволюции Гленсдорфа — Пригожина. Здесь этот критерий приведен в формулировке, дающей достаточные условия устойчивости для произвольного стационарного состояния, в том числе и сколь угодно далекого от термодинамического равновесия [15]:

$$\frac{1}{2} \frac{d(\delta^2 S)}{dt} = \delta_x P = \sum_k \delta X_k \delta J_k \geq 0, \quad (6)$$

где S — энтропия; $\delta_x P$ — избыточное производство энтропии; X_k — термодинамическая сила; J_k — термодинамический поток k -го процесса; δ — первая вариация, которую можно рассматривать как флуктуацию соответствующей физической величины; δ^2 — вторая вариация.

Основной термодинамической силой в нашем случае является напряженность E , а термодинамическим потоком — плотность тока j . Чтобы получить явное выражение для j , используем следующие соображения. Минимальные размеры триингов, регистрируемых в полиэтиленовой ЭИ в условиях прецизионных лабораторных экспериментов составляют около 10 мкм [21]. Следовательно, Δ —

размер микрополости, формирование которой непосредственно предшествует росту ЭТ, по порядку величины вряд ли превышает несколько микрометров; эта оценка согласуется с опытными данными [22]. С другой стороны, в отсутствие ЧР давление газа P в полости должно быть близко к атмосферному. Таким образом, рассматривается область весьма малых значений $P\Delta$. Ниже используется теория Таунсенда, согласно которой плотность тока в газовом включении до образования самостоятельного разряда описывается выражением [6]:

$$j = j_0 \frac{\exp(\alpha\Delta)}{1 + \gamma[1 - \exp(\alpha\Delta)]}, \quad (7)$$

где j_0 — ток насыщения; α — первый коэффициент Таунсенда; γ — третий коэффициент Таунсенда.

При этом коэффициент ударной ионизации

$$\alpha = APe^{-BP/E}, \quad (8)$$

где A и B — коэффициенты.

Разумеется, применимость таунсендовского формализма при столь малых значениях $P\Delta$ может оказаться довольно грубым допущением; однако оно не противоречит иллюстративным целям и находит экспериментальное подтверждение в [23].

Считая ток насыщения j_0 постоянным, а E , P , Δ и γ — варьируемыми параметрами, получаем следующее выражение для δP :

$$\begin{aligned} \delta_x P = & j_0 e^{\alpha\Delta} \frac{1+\gamma}{1+\gamma(1-e^{\alpha\Delta})^2} \left\{ \left[A e^{-BP/E} \left[1 - \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - P \frac{B}{E} \right] \delta P + AP^2 e^{-BP/E} \frac{B}{E^2} \delta E \right] \Delta + \right. \\ & \left. + AP e^{-BP/E} \delta\Delta \right\} \delta E - \\ & - j_0 \frac{e^{\alpha\Delta}}{[1+\gamma(1-e^{\alpha\Delta})]^2} \left[1 - e^{\alpha\Delta} \right] \delta\gamma \delta E. \quad (9) \end{aligned}$$

Как видим, (9) содержит отрицательные слагаемые. Тем самым, создаются необходимые условия для потери устойчивости текущим стационарным состоянием и зажигания самостоятельного разряда, т. е. по Таунсенду — пробое газовой полости.

Дальнейшую эволюцию разрушения, связанную с началом ЧР и зарождением электрического триинга (ЭТ), рассмотрим, используя теорию устойчивости динамических систем. При этом процесс можно разбить на 2 этапа: от момента появления ЧР до триингообразования и начальную стадию роста триинга. При этом учтем, что после начала ЧР в течение некоторого времени

произведение $P\Delta$ будет меньше своего критического значения и ЧР будут характеризоваться относительно регулярным поведением.

Как показывает опыт [24], первый этап имеет продолжительность, значительно меньшую периода приложенного переменного напряжения и в то же время много большую периода колебаний тока ЧР. Это позволяет аппроксимировать синусоидальную составляющую E отрезком прямой линии и представить зависимость $E(t)$ в виде [25]:

$$E(t) = E_0 + \xi t - \frac{1}{\epsilon_0} \int_0^t j(t) \delta\tau, \quad (10)$$

где E — начальное значение E ; ξ — скорость линейного нарастания E ; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Последняя составляющая в (10) учитывает снижение E за счет зарядов, осевших на стенках полости.

При дальнейшем анализе следует учесть, что согласно современным представлениям разрушение диэлектрика ЧР происходит главным образом за счет эрозии поверхности полости как электронами, так и ионами. Поэтому, используя результаты [6], получим уравнение для плотности электронно-ионного тока:

$$Kt_i \frac{dj}{dt} = (K - 1)j + j_0(1 + K/\gamma), \quad (11)$$

где $K = \gamma(e - 1)$; t_i — время прохождения ионов через микрополость.

Продифференцируем (11) по t :

$$\frac{dE}{dt} = \xi - \frac{1}{\epsilon_0} j(t) \quad (12)$$

и положим, что E_0 есть электрическая прочность микрополости. Далее, пусть при пробое обеспечивается стационарность плотности тока: $j = j_{ст}$.

Таким образом, $(j_{ст}, E_0)$ есть стационарное решение (особая точка) системы (11)–(12). Исследуем ее на устойчивость, используя методы [14]. Для этого введем малые флуктуации δ_j и δE , т. е. положим:

$$\left. \begin{aligned} E &= E_0 + \delta E; \\ j &= j_{ст} + \delta j. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

После подстановки (13) в (11) и (12) и линеаризации получаем систему:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\delta_j}{dt} &= a_{11}\delta_j = a_{12}\delta E; \\ \frac{d\delta E}{dt} &= a_{21}\delta_j = a_{22}\delta E, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$\text{где } a_{11} = \frac{1}{t_i} (1 - 1/K);$$

$$a_{12} = \frac{(j_{\text{ст}} - j_0) \gamma \Delta e^{\alpha \Delta} \alpha B P}{t_i K^2 E_0^2}; \quad a_{21} = -\beta; \quad a_{22} = 0.$$

Согласно теории Таунсенда условие пробоя соответствует $K = 1$; при этом $j_{\text{ст}}$ существует лишь

$$\text{при } j_0 = 0. \text{ Отсюда } a_{11} = 0; \quad a_{12} = \frac{j_{\text{ст}} \gamma \Delta e^{\alpha \Delta} \alpha B P}{t_i E_0^2};$$

a_{21} и a_{22} — без изменений.

О характере и устойчивости особых точек можно судить по выражениям $T = a_{11} + a_{22}$; $\Delta_T = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$.

В данном случае $T = 0$, $\Delta_T > 0$, и, таким образом $(E_0, j_{\text{ст}})$ — особая точка типа центр: возникшие флуктуации со временем не будут затухать, но будут оставаться малыми. Решение $(E_0, j_{\text{ст}})$ устойчиво, но не обладает асимптотической устойчивостью; величины $j(t)$ и $E(t)$ будут совершать периодические колебания.

Проведенный анализ аналогичен выполненному в [25], хотя конкретные формулы в обоих случаях несколько отличаются.

Разбираемое направление исследований имеет прикладной целью анализ предельного и отказового состояний ЭИ, а также определение условий, при которых эти состояния достигаются. Очевидно, что успешная разработка этих проблем имеет прямое отношение к целому ряду практических задач, таких как конструирование высоковольтных кабелей, расчет допустимых условий эксплуатации, оценка остаточного ресурса.

В качестве иллюстрации можно привести задачу определения толщины ЭИ маслонеполненного кабеля. Расчет ведется методом последовательных приближений, на каждой итерации вычисленное значение ресурса сравнивается с заданным. В свою очередь, ресурс оценивается путем математического моделирования электротеплового старения ЭИ; на очередном этапе расчета производится сравне-

ние текущего состояния кабеля с предельным. Это последнее может быть двух видов: тепловая неустойчивость и "электрическая" неустойчивость, связанная с зарождением и необратимым ростом в ЭИ газовых пузырей, сопровождаемым ЧР (см. таблицу). Проверка текущего состояния ЭИ на устойчивость может быть выполнена с помощью описанных выше подходов — кинетического и термодинамического.

На разобранных примерах мы проследили возможность использования некоторых идей и методов термодинамики необратимых процессов и теории самоорганизации, и в том числе, принципа "порядка через флуктуации" для описания разрушения ЭИ электрическим полем. Интересно отметить, что если математическую модель удастся сформулировать в термодинамических переменных, то термин "порядок" можно понимать в более строгом смысле: самоорганизацию, т. е. уменьшение энтропии в электрических, химических и прочих процессах, приводящих к разрушению ЭИ, можно установить, используя S -теорему, сформулированную и доказанную Ю. Л. Климонтовичем [26]. Необходимо, однако, подчеркнуть, что попытка построить более или менее строгие физико-математические модели рассмотренных процессов, использующие теорию неравновесных флуктуаций, наталкивается на две существенные трудности. Во-первых, в качестве основного аппарата естественно было бы использовать физическую химию неравновесных процессов. Но эту научную дисциплину на сегодняшний день вряд ли можно считать разработанной достаточно подробно для приложений такого рода. Во-вторых, как отмечено в [27], и сама теория неравновесных флуктуаций разработана еще явно недостаточно. Такое положение дел вполне объяснимо: сильно неравновесные процессы слишком специфичны. Поэтому единственным приемлемым путем построения концепции, вынесенной в заголовок статьи, остается путь построения частных, простых моделей с их последующим обобщением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регаль В. Р., Слущер А. И., Томашевский Э. Е. Кинетическая природа прочности твердых тел. — М.: Наука, 1974.
2. Баргез Г. М. Прочность и механизм разрушения полимеров. — М.: Химия, 1984.
3. Долговечность пленочных полимерных электретов / М. Э. Борисова, В. А. Закревский, С. Н. Койков и др. — Пластические массы, 1985, № 4.
4. Dissado L., Hill R. Examination of the statistics of dielectric breakdown. — J. Phys. C: Solid State Phys., 1983, No. 16.
5. Dissado L., Hill R., Wolfe S. Weibull statistics in dielectric breakdown: theoretical basis, applications and implications. — IEEE Trans., 1984, vol. EI-19, No. 3.

6. Сканави Г. И. Физика диэлектриков (область сильных полей).— М.: Гос. изд. физ.-мат. лит.-ры, 1958.
7. Бонг-Бруевич В. Л., Зягин И. П., Миронов А. Г. Доменная электрическая неустойчивость в полупроводниках.— М.: Наука, 1972.
8. Кауш Г. Разрушение полимеров: Пер. с англ.— М.: Мир, 1981.
9. Черемской П. Г., Слезов В. В., Белехтин В. И. Поры в твердом теле.— М.: Энергоатомиздат, 1990.
10. Crine J.-P., Parpal J.-L., Dang C. A new approach to the electric ageing of dielectrics.— Conf. Elec. Insul. Diel. Phenom., Leesburg, Oct. 29 – Nov. 1, 1989, Annu. Rep., N. Y., 1989.
11. Ларина Э. Т., Шувалов М. Ю. Электрическое старение и электрический тринг кабельной изоляции.— Тр. ВНИИ КП, 1991.
12. Глейзер С. Е., Образцов Ю. В., Пешков И. Б. Электрическая прочность изоляции маслонаполненных кабелей при эксплуатационных воздействиях.— Электротехника, 1986, № 5.
13. Хорстхемке В., Лефевр Р. Индуцированные шумом переходы. Пер. с англ.— М.: Мир, 1987.
14. Никольс Г., Пригожин И. Самоорганизация в неравновесных системах / Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
15. Пригожин И. От существующего к возникающему: Пер. с англ.— М.: Наука, 1985.
16. Пригожин И. Философия нестабильности.— Вопросы философии, 1991, № 6.
17. Эбелинг В. Образование структур при необратимых процессах: Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
18. Горение среды в виде сложных структур / А. А. Самарский, Г. Г. Еленин, Н. В. Змитренко и др.— Докл. АН СССР, 1977, т. 237, № 6.
19. Ван дер Зил А. Шум.— М.: Советское радио, 1973.
20. Гардинер К. В. Стохастические методы в естественных науках.— М.: Мир, 1986.
21. Hozumi N., Okamoto T. Simultaneous measurement of microscopic image and discharge pulses at the moment of electrical tree initiation.— Conf. Elec. Insul. and Dielec. Phenom., Tokyo, Oct. 25–27, 1987, Annu. Rep., N. Y., 1987.
22. Mitsui T., Kobayashi T. Morphological study of treeing phenomena in PE and XLPE.— Conf. Rec. of IEEE Int. Symp. on Elec. Insul., Montreal, June 11–13, 1984.
23. Wertheimer M., Yelon A. Nucleation of electrical trees in polyethylene.— IEEE Trans, 1987, vol. EI-22, No. 6.
24. Neubert R. Partial discharge inception under variable frequency.— 7-th ISH, Dresden, Germany, August 26–30, 1991, Paper No. 22.06.
25. Джуварлы Ч. М., Вечайзер Г. В., Леонов П. В. Электрический разряд в газовых включениях высоковольтной изоляции.— Баку: Элм, 1984.
26. Климонтович Ю. Л. Турбулентное движение и структура хаоса.— М.: Наука, 1990.
27. Никольс Г. Некоторые аспекты теории флуктуации в неравновесных системах.— В сб. Синергетика: Пер с англ. / Под ред. Б. Б. Кадомцева.— М.: Мир, 1984.

[05.08.92]

Автор: Шувалов Михаил Юрьевич окончил электромеханический факультет Московского энергетического института в 1980 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную вопросам кабелей высокого напряжения постоянного тока. Работает во Всероссийском научно-исследовательском институте кабельной промышленности.

Резонансные транзисторные преобразователи напряжения с подключением нагрузки к конденсатору контура

МАКАРОВ В. В., МЕЛЕШИН В. И.,
ЯКУШЕВ В. А.

Резонансные транзисторные преобразователи напряжения в последнее время привлекают пристальное внимание исследователей своими достоинствами по сравнению с преобразователями, использующими ШИМ-управление: возможность использования высоких рабочих частот и связанное с этим уменьшение массы и объема; высокая надежность работы силовых ключей, обусловленная низкими динамическими потерями; малый уровень

электромагнитных помех. Резонансные преобразователи с последовательным резонансным контуром подразделяются на устройства с последовательным подключением нагрузки к контуру и с подключением нагрузки к конденсатору контура [1]. Здесь под нагрузкой понимается силовой трансформатор с выпрямителями, сглаживающими фильтрами и нагрузками потребителя.

Ниже рассматриваются преобразователи с под-

ключением нагрузки к конденсатору контура, которые в силу ряда причин выгодно использовать при частоте коммутаций (f_k), не меньшей резонансной частоты контура (f_0). При $f_k < f_0$ предъявляются жесткие требования к быстродействию диодов, шунтирующих силовые ключи, имеют место значительные потери при включении, возрастает уровень электромагнитных помех.

Резонансный контур, состоящий из элементов L , C с подключенным каналом нагрузки, показан на рис. 1, где u_k — мгновенное напряжение, подводимое к контуру. Подключение контура может быть произведено: к диагонали моста на силовых ключах или к диагонали полумоста с делителем из конденсаторов большой емкости; к крайним выводам промежуточного трансформатора со средней точкой в двухтактном каскаде. Кроме того, возможно подключение двухобмоточного дросселя контура к двухтактному каскаду с выполнением первичной обмотки силового трансформатора со средней точкой. Управляемые ключи в любом случае должны дополняться замыкающими диодами.

Преобразователи рассматриваемого типа в зарубежной литературе называются параллельными резонансными конвертерами (parallel resonant converter), их анализу посвящено несколько работ [2–4]. Однако в известных публикациях остается нерешенным ряд вопросов, существенных как с точки зрения теории, так и проектирования преобразователей.

При работе в диапазоне $f_k \geq f_0$ может иметь место один из возможных режимов преобразователя — двухинтервальный режим (ДР) или трехинтервальный (ТР), названия которых связаны с математическим описанием его работы.

Необходимые для проектирования преобразователя результаты могут быть получены как с помощью точных, так и приближенных методов анализа, погрешность последнего необходимо оценить.

Анализ работы преобразователя проведем при следующих допущениях:

элементы схемы, показанные на рис. 1, а также силовые ключи и замыкающие диоды не имеют потерь и паразитных параметров;

ток в индуктивности L_ϕ сглаживающего фильтра имеет пренебрежимо малые пульсации.

1. Точный анализ двухинтервального режима.

Временные диаграммы напряжений на входе контура, на конденсаторе, а также тока в дросселе по-

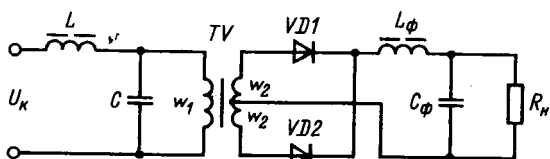


Рис. 1. Резонансный LC-контур с подключенной нагрузкой

казаны на рис. 2. Там же показан приведенный к первичной обмотке ток нагрузки $i_{н.п}$. По оси абс-

цисс на рис. 2 отложен угол $\omega_0 t$, где

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \text{ — резонансная частота контура.}$$

Переход тока $i_{н.п}$ через нуль обусловлен переключением диодов $VD1$, $VD2$ и совпадает с моментом изменения знака напряжения u_C на конденсаторе контура (угол α на рис. 2).

Мгновенное напряжение на конденсаторе и ток в дросселе в первом и втором интервалах в относительном виде записываются следующим образом:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нн}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ q \cos \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] - \frac{\sin \frac{\pi}{2\mu}}{U_{нн}} \sin \omega_0 t + \left[q \sin \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] - \frac{\cos \frac{\pi}{2\mu}}{U_{нн}} \right] \cos \omega_0 t \right\}; \quad (1)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{I_{н.п}} = -1 + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \frac{\cos \frac{\pi}{2\mu}}{U_{нн} q} - \sin \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] \sin \omega_0 t + \left[-\frac{\sin \frac{\pi}{2\mu}}{U_{нн} q} + \right.$$

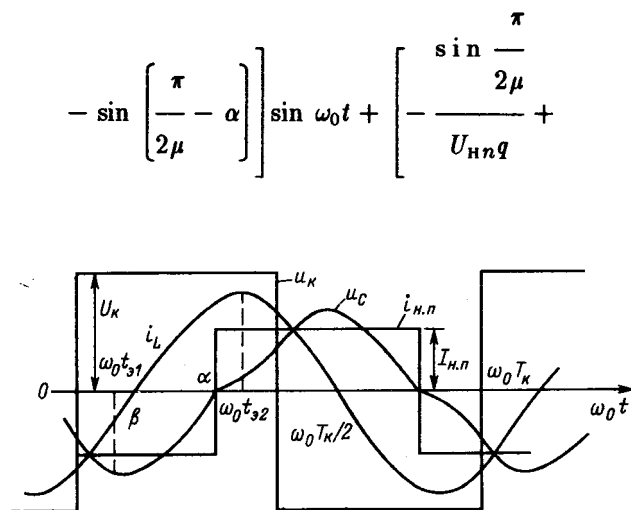


Рис. 2. Временные диаграммы процессов в двухинтервальном режиме работы

$$+ \cos \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right] \cos \omega_0 t \}; \quad (2)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нн}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[\frac{-\sin \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн}} - \right. \right. \\ \left. \left. - q \cos \frac{\pi}{2\mu} \right] \sin \omega_0 t' + \left[-\frac{\cos \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн}} + \right. \right. \\ \left. \left. + q \sin \frac{\pi}{2\mu} \right] \cos \omega_0 t' \right\}; \quad (3)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{I_{н.п}} = 1 + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} \left\{ \left[\frac{\cos \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{U_{нн} q} - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin \frac{\pi}{2\mu} \right] \sin \omega_0 t' + \left[\frac{\sin \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{U_{нн} q} - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \frac{\pi}{2\mu} \right] \cos \omega_0 t' \right\}. \quad (4)$$

В соотношениях (1) – (4) приняты следующие обозначения: u_{C1} , i_{L1} , u_{C2} , i_{L2} – напряжение и ток в первом (индекс 1) и во втором (индекс 2) интервалах; $\omega_0 t$ – угол в первом интервале ($0 \leq \omega_0 t \leq \alpha$); $\omega_0 t'$ – угол во втором интервале ($0 \leq \omega_0 t' \leq \leq \omega_0 T_k/2 - \alpha$); $U_{н.п} = U_{вых}/n$ – приведенное к

первичной обмотке трансформатора выходное напряжение ($n = W_2/W_1$ – коэффициент трансформации); $I_{н.п} = nI_n$ – приведенный к первичной обмотке трансформатора ток нагрузки; $U_{нн} =$

$$= U_{н.п}/U_k = \frac{U_{н.п}}{KU_{вх}} - \text{нормированное приведенное}$$

выходное напряжение (U_k – амплитуда напряжения на входе контура; K – коэффициент, учитывающий структуру выходного каскада преобразователя и равный: единице при мостовой схеме, полумостовой с двумя источниками напряжения постоянного тока и двухтактной с двумя обмотками резонансного дросселя; двум при двухтактной схеме с промежуточным трансформатором); $\mu = = f_k/f_0$ – относительная частота; $q = \sqrt{L/C/R_{н.п}}$ – параметр, характеризующий нагрузку на преобразователь ($R_{н.п} = R_n/n^2$ – приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки).

Параметры $U_{нн}$ и α в выражениях (1) – (4) определяются из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \cos \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} &= U_{нн} q \sin \frac{\pi}{2\mu}; \\ 1 - 2\alpha \frac{\mu}{\pi} + 2 \frac{\mu}{\pi} \frac{\sin \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} &= U_{нн}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В (5) параметры μ и q считаются известными.

Первое уравнение в (5) получено из условия равенства нулю напряжения u_C в момент α , а второе – определением с помощью (1) и (3) приведенного к первичной обмотке трансформатора выходного напряжения.

Исключая в (5) $U_{нн}$, получим уравнение относительно угла α :

$$\left. \begin{aligned} \cos \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} - q \sin \frac{\pi}{2\mu} \left[1 - 2\alpha \frac{\mu}{\pi} \right] - \\ - 2 \frac{\mu}{\pi} q \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Значение $U_{нн}$ находится после подстановки α в любое из уравнений (5).

Таким образом, решение (5) позволяет определить регулировочную характеристику преобразователя – зависимость выходного напряжения от частоты коммутации при заданной нагрузке. В относительных единицах регулировочная характеристика представляет зависимость $U_{нн}$ от μ при заданном значении параметра q .

Поскольку α и $U_{нн}$ теперь известны, можно с помощью (1) – (4) найти необходимые для проектирования параметры работы элементов. Практи-

тически важной является работа преобразователя в режиме стабилизации выходного напряжения. Поэтому удобно все токовые параметры отнести к приведенному току нагрузки $I_{н.п}$, все напряжения — к приведенному напряжению $U_{н.п}$, а все мощности — к мощности в нагрузке ($P_n = U_{\text{вых}} I_n = U_{н.п} I_{н.п}$). Это дает возможность проследить за изменением режима работы элементов в зависимости от частоты коммутации и сопротивления нагрузки.

Наибольший интерес представляют следующие параметры: $U_{C_{\text{max}}} = U_{C_{\text{max}}}/U_{н.п}$ — максимальное напряжение на конденсаторе; $I_{L_{\text{max}}} = I_{L_{\text{max}}}/I_{н.п}$ — максимальный ток в дросселе (транзисторе); $I_{L_n} = I_L/I_{н.п}$ — действующий ток в дросселе; $U_{L_n} = U_L/U_{н.п}$ — действующее напряжение на дросселе; $P_{L_n} = P_L/P_n = \frac{I_L}{I_{н.п}} \frac{U_L}{U_{н.п}}$ — мощность в дросселе; $U_{C_n} = U_C/U_{н.п}$ — действующее напряжение на конденсаторе; $I_{C_n} = I_C/I_{н.п}$ — действующий ток в конденсаторе; $P_{C_n} = P_C/P_n = \frac{I_C}{I_{н.п}} \frac{U_C}{U_{н.п}}$ — мощность в конденсаторе; $I_{D_{\text{ср}}} = I_{D_{\text{ср}}}/I_{н.п}$ — средний ток в замыкающем диоде за период коммутации; $I_{D_n} = I_D/I_{н.п}$ — действующий ток в замыкающем диоде за период коммутации; $I_{T_n} = I_T/I_{н.п}$ — действующий ток в транзисторе за период коммутации; $I_{T_{\text{выклп}}}$ — ток в транзисторе в момент его выключения.

Для определения максимального напряжения на конденсаторе после определения производной $u'_{C1}(\omega_0 t)$ и приравнивания ее нулю, полученное значение угла, соответствующее экстремуму ($\omega_0 t_{\text{э1}}$, рис. 2), подставляется в (1).

Максимальный ток через дроссель (транзистор) определяется с помощью угла $\omega_0 t_{\text{э2}}$ (рис. 2), найденного из уравнения, полученного дифференцированием (4). Если вычисленное значение $\omega_0 t_{\text{э2}}$ больше значения $(\pi/\mu - \alpha)$, ток $I_{L_{\text{max}}}$ определяется на границе первого и второго интервалов.

Для определения токов $I_{D_{\text{ср}}}$ и I_{D_n} необходимо предварительно найти угол β (рис. 2) перехода тока i_L через нуль из (2).

Действующий ток в транзисторе определяется через действующие токи в дросселе и диоде:

$$I_{T_n} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{I_{L_n}^2 - 2I_{D_n}^2}. \quad (7)$$

Резонанс в двухинтервальном режиме. Соотношения, характеризующие работу элементов и получаемые из выражений (1) — (4), нельзя использовать для важного случая работы, когда частота коммутации совпадает с частотой резонанса контура ($\mu = 1$).

Выражение для мгновенных значений напряжения u_C и тока i_L при резонансе можно получить, предварительно определив пределы уравнений системы (5) при $\mu \rightarrow 1$.

Из второго уравнения этой системы имеем при $\mu \rightarrow 1$:

$$\alpha = \pi/2.$$

Первое уравнение системы (5) приводится к виду:

$$\sin \alpha = U_{нн} q,$$

откуда получим

$$U_{нн} q = 1. \quad (8)$$

Из второго уравнения системы (5) следует:

$$\lim_{\mu \rightarrow 1} \frac{\sin \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}} = \lim_{\mu \rightarrow 1} \frac{U_{нн} - 1 + 2\alpha \frac{\mu}{\pi}}{2\mu/\pi} = -\frac{\pi}{2} U_{нн}.$$

Используя предельные переходы в соотношениях (1) — (4), получаем:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = q \left[1 - \sin \omega_0 t - \left[\frac{\pi}{2q} + 1 \right] \cos \omega_0 t \right]; \quad (9)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{I_{н.п}} = -1 + \left[\frac{\pi}{2q} + 1 \right] \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t; \quad (10)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = q \left[1 + \left[\frac{\pi}{2q} - 1 \right] \sin \omega_0 t' - \cos \omega_0 t' \right]; \quad (11)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = 1 + \sin \omega_0 t' + \left[\frac{\pi}{2q} - 1 \right] \cos \omega_0 t'. \quad (12)$$

Границу между двух- и трехинтервальным режимами можно определить, дифференцируя (11) и

приравнивая полученное выражение нулю при $\omega_0 t' = 0$. В результате получим уравнение:

$$q_r \left[\frac{\pi}{2q_r} - 1 \right] = 0,$$

откуда $q_r = \pi/2$.

Таким образом, при резонансе и $q < \pi/2$ имеет место двухинтервальный режим, а при $q > \pi/2$ — трехинтервальный.

Приведем полученные в результате преобразований параметры работы элементов для двухинтервального режима и резонанса:

$$U_{Cmaxn} = q \left[\sqrt{\left[\frac{\pi}{2q} + 1 \right]^2 + 1} - 1 \right]; \quad (13)$$

$$I_{Lmaxn} = 1 + \sqrt{\left[\frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1}; \quad (14)$$

$$I_{Ln} = \left[2 - 2/\pi + \frac{1}{8} (\pi/q)^2 \right]^{1/2}; \quad (15)$$

$$U_{Ln} = \sqrt{2/\pi} q \left\{ \pi/4 + \frac{\pi}{4} \left[\left[\frac{\pi}{2q} \right]^2 + 1 \right] + 1 \right\}^{1/2}; \quad (16)$$

$$U_{Cn} = [q^2 (2 - 6/\pi) + \pi^2/8]^{1/2}; \quad (17)$$

$$I_{Cn} = [1/8(\pi/q)^2 - 2/\pi + 1]^{1/2}; \quad (18)$$

$$I_{Dcpn} = \frac{1}{2\pi} \left[\beta + \sin \beta - \left[\frac{\pi}{2q} + 1 \right] (1 - \cos \beta) \right]; \quad (19)$$

$$I_{Dn} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ [1 + 1/2(B^2 + 1)]\beta + 2B(\sin \beta + \frac{B}{2} \cos \beta) - \frac{1}{4} (B^2 - 1) \sin 2\beta - \frac{5}{2} B \right\}^{1/2}, \quad (20)$$

$$\text{где } B = \frac{\pi}{2q} + 1; \beta = 2\arcsin \frac{1}{B} \times \sqrt{\left[\frac{\pi}{2q} + 1 \right]^2 + 1}.$$

Действующий ток в транзисторе определяется (7), причем I_{Ln} и I_{Dn} рассчитываются по (15) и (20).

$$I_{Tвыклн} = 2. \quad (21)$$

3. Граничный режим при $\mu \neq 1$. Граничный угол α_r , соответствующий переходу от двухинтервального режима к трехинтервальному, можно определить из (3), приравняв нулю производную напряжения u_{C2} при $\omega_0 t' = 0$. В результате получим соотношение

$$qU_{nn} = - \frac{\sin \left[\frac{\pi}{2\mu} - \alpha \right]}{\cos \frac{\pi}{2\mu}}.$$

Решая полученное уравнение совместно с первым уравнением системы (5), определим угол α_r :

$$\alpha_r = \arccos \left[\cos^2 \frac{\pi}{2\mu} \right]. \quad (22)$$

Из (6) выразим граничное значение q при $\alpha = \alpha_r$:

$$q_r = \frac{\cos \left[\alpha_r - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu}}{\left[1 - \alpha_r \frac{2\mu}{\pi} \right] \sin \frac{\pi}{2\mu} + \frac{2\mu}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \left[\alpha_r - \frac{\pi}{2\mu} \right]}. \quad (23)$$

Для известных значений μ из (23) с учетом (22) определяется q_r . При $q > q_r$ имеет место трехинтервальный режим.

4. Точный анализ трехинтервального режима.

В этом режиме напряжение на конденсаторе имеет нулевую паузу (рис. 3), длительность которой в угловых единицах обозначена γ . В интервале от α до $\alpha + \gamma$ оба выходных диода $VD1$ и $VD2$ (рис. 1) открыты, напряжения на обмотках трансформатора равны нулю, ток в дросселе линейно нарастает.

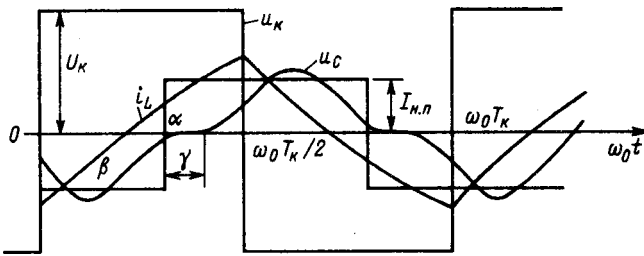


Рис. 3. Временные диаграммы процессов в трехинтервальном режиме работы

При достижении этим током значения $I_{н.п}$ запирается один из выходных диодов, а разность токов $i_L - I_{н.п}$ начинает заряжать конденсатор контура.

Трем интервалам за время полупериода коммутирующего напряжения соответствуют три схемы замещения, на основе которых составляются системы дифференциальных уравнений. Учет граничных условий на концах интервалов и условия симметрии в периодическом режиме позволяют записать выражения для мгновенных значений напряжения u_C и тока i_L для всех трех интервалов. В относительной форме напряжение u_C и ток i_L записываются следующим образом:

$$\frac{u_{C1}(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нп}} [1 - \sin \zeta \sin \omega_0 t - (2 + \cos \zeta) \cos \omega_0 t]; \quad (24)$$

$$\frac{i_{L1}(\omega_0 t)}{I_{н.п}} = -1 + \frac{1}{U_{нп} q} (2 - \cos \zeta) \sin \omega_0 t - \frac{\sin \zeta}{U_{нп} q} \cos \omega_0 t; \quad (25)$$

$$\frac{u_{C2}(\omega_0 t')}{U_{н.п}} = 0; \quad (26)$$

$$\frac{i_{L2}(\omega_0 t')}{I_{н.п}} = -1 + \frac{2 \sin \alpha}{U_{нп} q} - \frac{\sin(\pi/\mu - \gamma)}{U_{нп} q} + \frac{\omega_0 t'}{U_{нп} q}; \quad (27)$$

$$\frac{u_{C3}(\omega_0 t'')}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нп}} (1 - \cos \omega_0 t''); \quad (28)$$

$$\frac{i_{L3}(\omega_0 t'')}{I_{н.п}} = 1 + \frac{1}{U_{нп} q} \sin \omega_0 t''. \quad (29)$$

Цифровые индексы в (24) – (29) обозначают номер интервала. Углы $\omega_0 t$, $\omega_0 t'$ и $\omega_0 t''$ соответствуют первому, второму и третьему интервалам. В (24) и (25) обозначено: $\zeta = \pi/\mu - \alpha - \gamma$.

В (24) – (29) параметры α , γ и $U_{нп}$ должны быть предварительно определены. Для этого необходимо решить систему из трех уравнений относительно этих переменных:

$$\left. \begin{aligned} 2 \cos \alpha - 1 &= \cos(\pi/\mu - \gamma); \\ \gamma - \sin(\pi/\mu - \gamma) &= 2(U_{нп} q - \sin \alpha); \\ \pi/\mu - 2\alpha + 2 \sin \alpha - \gamma - \sin(\pi/\mu - \gamma) &= -\frac{\pi}{\mu} U_{нп} q. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Первое уравнение (30) получено из условия равенства нулю напряжения $u_{C1}(\omega_0 t)$ в момент α , второе – приравнованием тока $i_{L2}(\omega_0 t')$ значению $I_{н.п}$ в момент $\omega_0 t' = \gamma$, третье – из условия равенства среднего выпрямленного напряжения на конденсаторе приведенному выходному напряжению. Решение системы (30) проводится численными методами. После нахождения из (30) α , γ и $U_{нп}$ на основе соотношений (24) – (29) определяются параметры работы элементов, перечисленные в разделе 1, для трехинтервального режима работы.

5. Холостой ход. Из уравнения для угла α (6), полагая, что преобразователь работает на холостом ходе (х.х.), т. е. параметр q равен нулю, имеем:

$$\cos \left[\alpha - \frac{\pi}{2\mu} \right] - \cos \frac{\pi}{2\mu} = 0,$$

откуда $\alpha = \pi/\mu$.

Таким образом, при х.х. отсутствует второй интервал – напряжение на конденсаторе u_C меняет знак в момент окончания полупериода коммутации. Из второго уравнения системы (5), учитывая выражение для α при х.х., получаем:

$$U_{нп.х.х} = \frac{2\mu}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} - 1. \quad (31)$$

Из (1), учитывая, что $q = 0$, имеем:

$$\frac{u_C(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{нп.х.х}} - \frac{1}{U_{нп.х.х}} \times \left[\operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right]. \quad (32)$$

Ток в индуктивности при х.х. определяется из (2). В относительной форме этот ток записывается в виде

$$\frac{i_L(\omega_0 t)}{U_{н.п}} = \frac{1}{U_{ннq}} \left[\sin \omega_0 t - \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\mu} \cos \omega_0 t \right]. \quad (33)$$

В (32) и (33) $I_{н.п}$ и $U_{нн}$ — выбранный базовый ток нагрузки и соответствующее этому току напряжение; q — параметр нагрузки, соответствующий $I_{н.п}$ и $U_{нн}$.

Выражения (32), (33) позволяют определить необходимые параметры работы элементов, указанные в разделе 1. Существенным для х.х. является неограниченное возрастание напряжений на элементах контура и токов через них, а следовательно и токов через полупроводниковые приборы при $\mu \rightarrow 1$. По этой причине режим резонанса при одно-временном х.х. является недопустимым.

6. Анализ приближенным методом. Приближенный метод анализа основан на предположении о синусоидальности тока, протекающего через дроссель контура. Это означает, что расчет схемы предлагается проводить по первой гармонике напряжения, поступающего на резонансный контур.

Сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке ($R_{н.п}$), необходимо пересчитать, поскольку кривая тока в обмотках трансформатора имеет прямоугольную форму. Результат пересчета сопротивления для первой гармоники приведен в [5]:

$$R_{1н.п} = \frac{\pi^2}{8} R_{н.п}$$

Амплитуда напряжения первой гармоники U_{1m} , поступающего на контур, определяется через входное напряжение преобразователя, а круговая частота ω_k — через частоту коммутации f_k :

$$U_{1m} = -\frac{4}{\pi} KU_{вх}; \quad \omega_k = 2\pi f_k.$$

Записывая отношение амплитуд первых гармоник напряжения на выходе (конденсаторе C) и входе контура и переходя затем к среднему за полупериод коммутации напряжению на выходе, получаем регулировочную характеристику преобразователя:

$$U_{нн} = \frac{U_{н.п}}{KU_{вх}} = 1 / \left\{ \left[\frac{\pi^2}{8} (1 - \mu^2) \right]^2 + (\mu q)^2 \right\}^{1/2}. \quad (34)$$

Амплитуда напряжения на конденсаторе в нормированном виде

$$U_{Cn} = \pi/2. \quad (35)$$

Амплитуда тока через дроссель

$$I_{Lmax} = U_{1m} \frac{(R_{1н.п}^2 + x_C^2)^{1/2}}{[(x_L x_C)^2 + R_{1н.п}^2 (x_L - x_C)^2]^{1/2}},$$

где x_L , x_C — индуктивное и емкостное сопротивление по первой гармонике.

Переходя к относительным величинам, после преобразований получаем:

$$I_{Lmaxn} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q}, \quad (36)$$

где $A = (\pi^2/8)^2 \mu^2 [(\pi^2/8)^2 + (q/\mu)^2]/q$.

Действующий ток в дросселе

$$I_{Ln} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/(2q)}. \quad (37)$$

Действующее напряжение на дросселе

$$U_L = I_L \omega_k L$$

или в относительных единицах

$$U_{Ln} = \frac{I_L}{I_{н.п}} \mu q = \frac{32}{\pi^3} \mu \sqrt{Aq/2}. \quad (38)$$

Действующее напряжение на конденсаторе

$$U_{Cn} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}. \quad (39)$$

Действующий ток в конденсаторе

$$I_{Cn} = \frac{U_C}{x_C I_{н.п}} = \frac{U_C \mu}{U_{н.п} q}. \quad (40)$$

Мгновенный ток в дросселе при расчете приближенным методом представляется в виде:

$$i_L = I_{Lmax} \sin(\omega_k t + \varphi).$$

Угол φ при использовании относительных параметров записывается как

$$\varphi = -\arctg \left[\frac{\pi^2 \mu^3 - \mu + (8/\pi^2)^2 q^2 \mu}{8q} \right].$$

Угол перехода через нуль, отсчитываемый от момента $\omega_0 t = 0$, равен:

$$\beta = \omega_0 t_\beta = |\varphi|/\mu; \quad (41)$$

$$I_{Дсрп} = \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п}} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi} = \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \frac{1 - \cos \varphi}{2\pi}; \quad (42)$$

$$I_{Дп} = \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п}} \frac{\left[-\varphi + \frac{\sin 2\varphi}{2} \right]^{1/2}}{2\sqrt{\pi}} =$$

$$= \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \frac{\left[-\varphi + \frac{\sin 2\varphi}{2} \right]^{1/2}}{2\sqrt{\pi}}. \quad (43)$$

Действующий ток в транзисторе определяется из (7) с учетом выражений (37) и (43).

Ток в транзисторе в момент выключения

$$\begin{aligned} \frac{I_{Твыкл}}{I_{н.п}} &= \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п}} \sin(\pi + \varphi) = \\ &= \frac{32}{\pi^3} \sqrt{A/q} \sin(\pi + \varphi). \end{aligned} \quad (44)$$

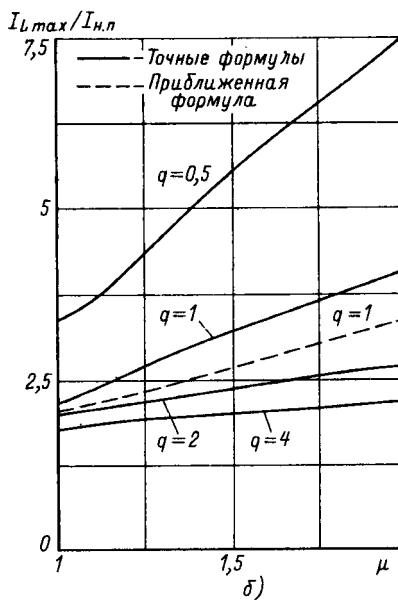
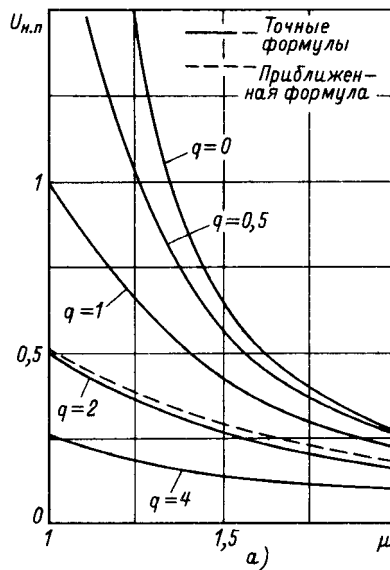


Рис. 4. Регулировочные характеристики преобразователя (а) и зависимость максимального тока в дросселе от параметров μ и q (б)

7. Результаты анализа. Удобно представить результаты проведенного анализа графическими зависимостями данного параметра от частоты при различных значениях нагрузки. Представляет также интерес сопоставление результатов точного и приближенного методов анализа.

На рис. 4, а показаны регулировочные характеристики преобразователя, построенные для различных значений параметра q по точным формулам для двухинтервального и трехинтервального режимов. Кривая, соответствующая х.х. ($q = 0$), действительна и для малых значений q ($q \leq 0,1$). Приближенные значения $U_{нп}$ определялись из (34). Погрешность расчета по приближенной формуле невелика, но возрастает с ростом q и μ : при $q \geq 6$ и $\mu > 3$ достигает 15 %.

Зависимость максимального тока в дросселе от параметров μ и q показана на рис. 4, б. Кривые построены по точным формулам для резонанса, ДР и ТР. Приближенные значения определялись из (36), погрешность расчета по этой формуле возрастает с ростом значений μ и q . Приближенные значения I_{Lmax} всегда меньше точных. Например, при $q = \mu = 2$ погрешность расчета по формуле (36) составляет -24 %.

Из рис. 4, б следует, что при малых q имеет место резкая зависимость I_{Lmax} от μ . При больших q ($q > \pi/2$) кривые $I_{Lmax}/I_{н.п}$ располагаются близко друг к другу, поэтому нецелесообразно переходить к этим значениям q , увеличивая коэффициент трансформации n : относительное значение тока уменьшается слабо, а его абсолютное значение (умножаемое на $I_{н.п} = nI_n$) возрастает очень сильно.

Расчет действующего тока в дросселе проводился по точным формулам, а также по приближенной (37). При малом значении q кривая тока

растет более резко при возрастании μ , что аналогично зависимости максимального тока.

Погрешность расчета по приближенной формуле зависит от параметра q : при значении $q = 0,5$ погрешность не превышает 5 %, при больших значениях q максимальная погрешность составляет от 10 до 17 %. Ток, рассчитанный по приближенной формуле, всегда меньше точного значения.

Кривые тока в транзисторе в момент выключения были построены согласно результатам расчетов по точным формулам и приближенной формуле (44). Общий характер изменения тока выключения от μ и q сохраняется таким же, как и для остальных токовых зависимостей. Погрешность расчета по приближенной формуле особенно велика при значениях μ , близких к резонансу, достигая 30–50 % при значениях q от 0,5 до 1.

Зависимость максимального напряжения на конденсаторе от параметров μ и q рассчитывалась по точным и приближенной (35) формулам. Погрешность расчета по приближенной формуле весьма значительная и возрастает при увеличении q , что объясняется изменением формы кривой напряжения на конденсаторе — в трехинтервальном режиме появляется пауза в кривой, что увеличивает значение отношения $U_{Cmax}/U_{н.п.}$

Уменьшение q приводит к возрастанию мощности в конденсаторе и к более резкому ее изменению с увеличением μ . Расчеты производились с учетом точных формул и приближенных соотношений (39), (40). Погрешность расчета приближенным методом наиболее заметна вблизи резонанса (при $\mu = 1$ погрешность составляет от -4,4 % для $q = 0,5$ до -58 % для $q = 4$).

Расчет мощности дросселя проводился по точным и приближенным (37), (38) формулам. С ростом частоты мощность дросселя резко увеличивается вследствие увеличения как тока, так и напряжения на этом элементе.

При значениях $q = 0,5 \div 2$ наибольшая погрешность расчета по приближенным соотношениям имеет место вблизи резонанса и меняется от -11 % ($q = 0,5$) до -37 % для $q = 2$.

Произведение $U_{ннq}$ пропорционально току нагрузки. Действительно,

$$U_{ннq} = \frac{U_{н.п.}}{KU_{вх}} \frac{\sqrt{L/C}}{R_{н.п.}} = I_{н.п.} \frac{\sqrt{L/C}}{KU_{вх}} = I_{н.п.} \frac{n\sqrt{L/C}}{KU_{вх}} \quad (45)$$

При работе в режиме стабилизации $U_{ввых}$ для неизменного входного напряжения и изменяющегося тока нагрузки рабочая точка на регулировоч-

ной характеристике (рис. 4, а) перемещается по горизонтали, приближаясь к вертикальной оси при снижении нагрузки. Достигнув оси $U_{нн}$, при дальнейшем возрастании нагрузки (увеличении q) рабочая точка перемещается вниз при $\mu = 1$ (предполагается, что минимальная частота коммутации совпадает с резонансной). От регулировочной характеристики можно перейти к обобщенной внешней характеристике (рис. 5), показывающей зависимость выходного напряжения преобразователя от тока нагрузки.

Короткое замыкание в нагрузке соответствует значению $U_{ннq}$, равному $\pi/2$. Внешняя характеристика на рис. 5 показывает возможность безопасной работы преобразователя при его перегрузке или коротком замыкании на выходе.

8. Выбор параметра q . Проведенный анализ свидетельствует, что по важнейшим параметрам (I_{Lmax} , I_L , $I_{Твыкл}$, P_C , P_L) работа преобразователя выгодна вблизи резонанса, т. е. при значениях μ , близких к единице. Поэтому логичным представляется выбор исходной точки, соответствующей минимальному $U_{вх}$ и максимальному току $I_{н}$ и совпадающей с резонансной.

Однако остается неясным каким образом следует выбирать параметр q с учетом нагрузок на элементы схемы. С этой целью вернемся к соотношениям, полученным для резонанса. Сначала рассмотрим один из важнейших параметров работы преобразователя — максимальный ток в дросселе, определяющий также максимальный ток в транзисторе. Между этими токами есть зависимость

$$I_{Tmax} = KI_{Lmax}$$

где K — коэффициент, найденный ранее для различных схем.

Используя определение напряжения $U_{нн}$, представим ток I_{Lmax} в следующем виде:

$$I_{Lmax} = nI_{н} \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п.}} = \frac{U_{ввых}}{KU_{нн}U_{вх}} I_{н} \frac{I_{Lmax}}{I_{н.п.}} = \frac{U_{ввых} I_{н}}{KU_{вх}} \frac{I_{Lmax}/I_{н.п.}}{U_{нн}} \quad (46)$$

При резонансе имеем $U_{вх} = U_{вхmin}$. Выражение (46) позволяет выяснить зависимость тока I_{Lmax} от значений $I_{Lmax}/I_{н.п.}$ и $U_{нн}$, в свою очередь зависящих при резонансе только от параметра q . Расчеты для трехинтервального режима и резонанса по-

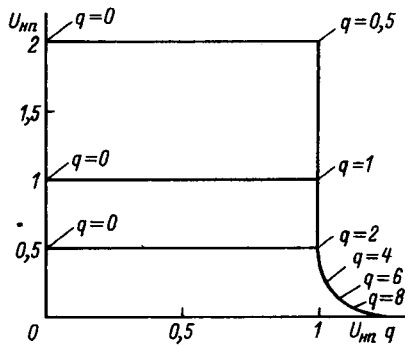


Рис. 5. Обобщенная внешняя характеристика преобразователя

зволили получить следующие результаты:

q	$\pi/2$	2	4	6	8
$\frac{I_{Lmax}}{I_{н.п}}$	π	3,96	6,96	9,49	11,85
$\frac{U}{U_{нп}}$					

Эти данные с учетом соотношения (46) позволяют утверждать, что переход от трехинтервального режима к граничному (уменьшение q до значения $\pi/2$) приводит к уменьшению тока I_{Lmax} при заданной мощности преобразователя, что, конечно, является выгодным. Остальные параметры работы элементов также улучшаются при переходе к граничному режиму, что свидетельствует о необходимости более детального анализа в двухинтервальном режиме и резонансе.

Из (14) имеем:

$$I_{Lmax} = n \left[\sqrt{\left[\frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1 + 1} \right] I_n \quad (47)$$

При резонансе из (8) имеем:

$$q = \frac{1}{U_{нп}} = \frac{Kn U_{вхmin}}{U_{вых}} = \frac{Kn}{a}$$

откуда

$$n = aq/K, \quad (48)$$

где $a = U_{вых}/U_{вхmin}$.

Подставим полученное значение n в (47):

$$I_{Lmax} = \frac{a}{K} q \left[\sqrt{\left[\frac{\pi}{2q} - 1 \right]^2 + 1 + 1} \right] I_n \quad (49)$$

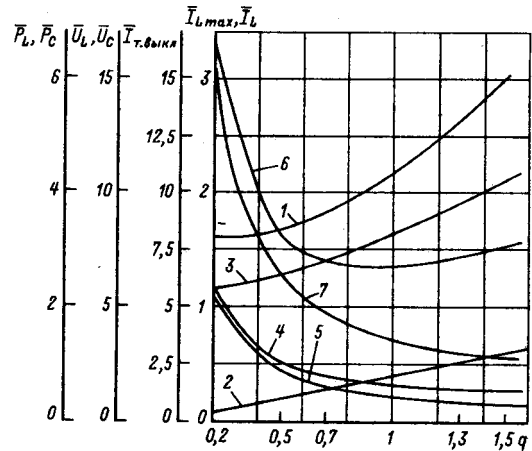


Рис. 6. Зависимость основных параметров работы элементов от q при резонансе: 1 - \bar{I}_{Lmax} ; 2 - $\bar{I}_{Твыкл}$; 3 - \bar{I}_L ; 4 - \bar{U}_L ;

5 - \bar{U}_C ; 6 - \bar{P}_L ; 7 - \bar{P}_C

Ток I_{Lmax} монотонно возрастает при увеличении q .

Используя (21) и (48), запишем ток в транзисторе при выключении:

$$I_{Твыкл} = 2 - \frac{a}{K} q I_n \quad (50)$$

Ток $I_{Твыкл}$ линейно растет при увеличении q .

Соотношения (15) и (48) позволяют получить выражение для действующего тока:

$$I_L = \frac{a}{K} \sqrt{\pi^2/8 + (2 - 2/\pi) q^2} I_n \quad (51)$$

Из (51) следует, что ток I_L монотонно растет при увеличении q .

Напряжения на дросселе и конденсаторе определяются из (16), (17) с учетом (48):

$$U_L = \frac{U_{вых}}{a/K} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} + \frac{1}{q^2} + \frac{2}{\pi}} \quad (52)$$

$$U_C = \frac{U_{вых}}{a/K} \sqrt{\frac{\pi^2}{8} + \frac{1}{q^2} + 2 - \frac{6}{\pi}} \quad (53)$$

Используя (51) и (52), получим выражение для мощности в дросселе P_L , а из (53) с учетом (18) и (48) — для мощности в конденсаторе P_C . Функция $P_L(q)$ имеет минимум при $q = 0,91$, а мощность P_C монотонно убывает при возрастании q , причем в граничном режиме ($q = \pi/2$) $P_C = 1,12 P_n$.

На рис. 6 показаны зависимости параметров работы элементов от q , построенные по соотношениям (47) – (53), выражениям для P_L и P_C . Все параметры представлены в относительном виде. Из рис. 6 следует, что токи I_{Lmax} и I_L возрастают при малых q медленно, но весьма заметно при значениях q , близких к граничному значению.

Выбор очень малого значения q неприемлем из-за возрастания напряжений на реактивных элементах и резком увеличении мощности в конденсаторе. Поэтому при проектировании приходится выбирать компромиссное значение q , удовлетворяющее, с одной стороны, требованиям по амплитуде тока и потерям (определяемым I_L и $I_{Твкл}$), а с другой, — позволяющих получить приемлемые напряжения на реактивных элементах и мощность в конденсаторе. Например, выбирая $q = 0,65$, что соответствует пересечению асимптот функции (47), получим значение I_{Lmax} , большее предельного значения только на 13%. При этом возрастание мощности в конденсаторе по сравнению с минимально возможной составляет 82%.

9. Моделирование и эксперимент. Проведенный анализ был подтвержден моделированием процессов на ЭВМ и данными, полученными с помощью макетирования преобразователя. Данные преобразователя: $L = 6,93$ мкГн; $C = 17,7$ нФ; $n = 0,167$; $L_\phi = 100$ мкГн; $C_\phi = 47$ мкФ; $U_{вх} = 18$ В; $f_k = 500$ кГц.

Моделирование проводилось при двух значениях сопротивления нагрузки: $R_{н1} = 0,5$ Ом; $R_{н2} = 0,125$ Ом, что соответствует процессам в двух- и трехинтервальном режимах. На рис. 7 показаны кривые токов и напряжений, полученные моделированием преобразователя, выполненного по двухтактной схеме с промежуточным трансформатором.

Для проверки полученных соотношений определим относительную частоту и параметр q для номинальной нагрузки ($R_{н1}$):

$$\mu = f_k/f_0 = f_k 2\pi \sqrt{LC} = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \times$$

$$\times \sqrt{6,93 \cdot 10^{-6} \cdot 17,7 \cdot 10^{-9}} = 1,1;$$

$$q = n^2 \sqrt{L/C/R_{н1}} = 0,167^2 \sqrt{\frac{6,93 \cdot 10^{-6}}{17,7 \cdot 10^{-9}}} \cdot 2 = 1,1.$$

Используя соотношения для двухинтервального режима и учитывая, что для рассматриваемой схемы $K = 2$, получаем: $U_{нп} = 0,763$; $I_{Lmax} = 3,526$ А;

$$I_{кmax} = 2I_{Lmax} = 7,052 \text{ А}; U_{Cmax} = 45,9 \text{ В}.$$

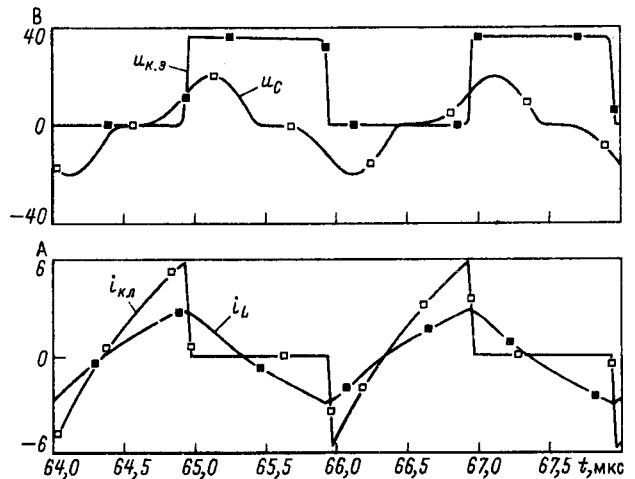


Рис. 7. Результаты моделирования работы преобразователя на ЭВМ в трехинтервальном режиме

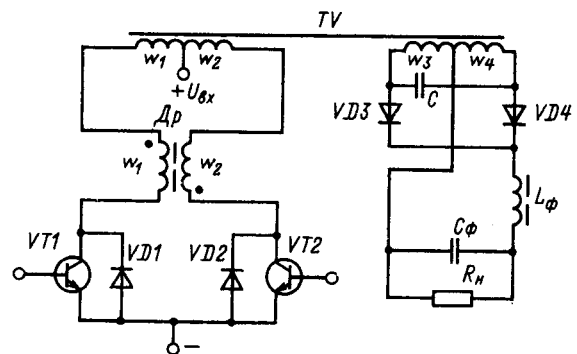


Рис. 8. Схема силовой части экспериментального макета преобразователя

По результатам моделирования имеем: $I_{Lmax} = 3,67$ А; $I_{кmax} = 7,33$ А; $U_{Cmax} = 47,3$ В.

При повышенной нагрузке ($R_{н2}$)

$$q = n^2 \sqrt{L/C/R_{н2}} = 4,4.$$

Расчеты, проведенные по формулам для трехинтервального режима, дали следующие результаты: $U_{нп} = 0,2$; $I_{Lmax} = 2,891$ А; $I_{кmax} = 5,781$ А;

$$U_{Cmax} = 17,49 \text{ В}.$$

Из рис. 14 имеем: $I_{Lmax} = 2,919$ А;

$$I_{кmax} = 5,838 \text{ А}; U_{Cmax} = 20,54 \text{ В}.$$

Различие в результатах моделирования и расчета связано с тем, что в модель преобразователя на ЭВМ были включены сопротивления обмоток трансформаторов и сопротивления ключей, не учитываемых в расчетных формулах.

Выходной каскад преобразователя в макете был выполнен по двухтактной схеме, показанной на рис. 8.

Результаты эксперимента в сопоставлении с расчетными кривыми показаны на рис. 9. Данные

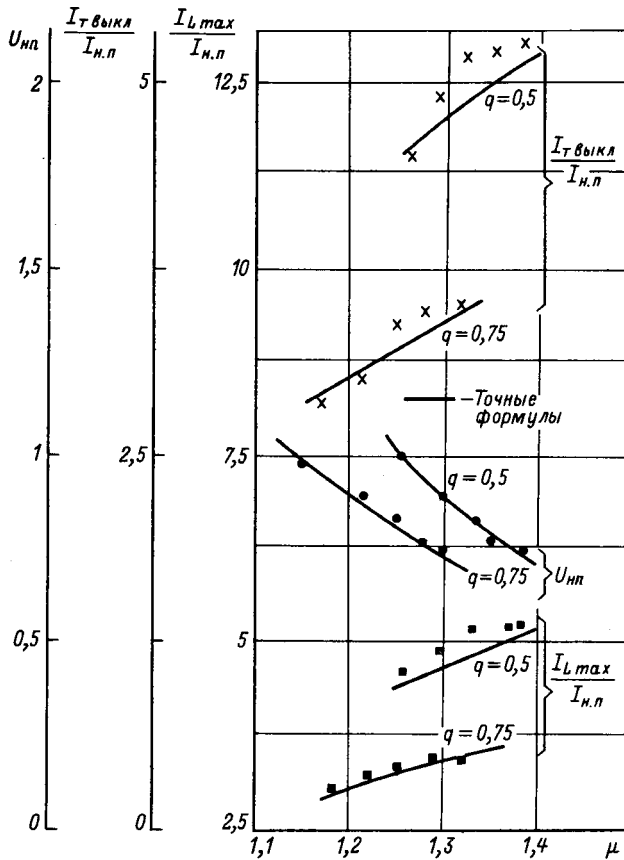


Рис. 9. Расчетные и экспериментальные зависимости

макета: $L = 17,8$ мкГн; $C = 184,2$ нФ; $n = 0,25$; $L_{\phi} = 300$ мкГн; $C_{\phi} = 30$ мкФ.

Сопротивление нагрузки и частота коммутации изменялись в процессе эксперимента. Выходное напряжение поддерживалось равным 5 В.

• **Выводы.** 1. Получены расчетные соотношения для двух- и трехинтервального режимов работы, резонанса и холостого хода.

2. Увеличение частоты коммутации по отношению к резонансной частоте приводит при неизменном токе нагрузки к возрастанию амплитудного и действующего значений тока дросселя, тока выключения транзистора, мощностей в дросселе и конденсаторе.

3. Режим резонанса должен иметь место при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки.

4. Точность приближенного метода расчета приемлема для определения регулировочной

характеристики преобразователя. Расчет по приближенным соотношениям токов, напряжений на элементах и мощностей связан с большой погрешностью, возрастающей с увеличением q и μ .

5. Выбор параметра q должен основываться на компромиссе между приемлемыми значениями тока в дросселе и потерями с одной стороны, а также приемлемыми напряжениями на элементах контура и мощностями в них.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В. И., Новинский В. Н. Транзисторные преобразователи напряжения с последовательным резонансным контуром. — Электротехника, 1990, № 8.
2. Johnson S., Erickson R. Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter. — IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, vol. 3, No. 1.
3. Kang J. G., Upadhyay A. K. Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance. — IEEE IAS Conf. Rec., 1988.
4. Bhat A. K. S., Swamy M. M. Analysis of parallel resonant converter operating above resonance. — IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1989, vol. 25, No. 4.
5. Steigerwald R. L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. — IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, vol. 3, No. 2.

[04.12.91]

А в т о р ы: Махаров Вячеслав Владимирович в 1979 г. окончил факультет "Системы управления летательных аппаратов" Московского авиационного института. В настоящее время работает главным специалистом Государственного малого предприятия научно-производственного центра электропитания.

Мелешин Валерий Иванович окончил в 1960 г. факультет "Авиационная автоматика" Московского авиационного института. В 1988 г. защитил докторскую диссертацию в МЭИ по вопросам полупроводниковых преобразователей электроэнергии. В настоящее время — профессор Московского авиационного института.

Якушев Виктор Анатольевич окончил Московский авиационный институт в 1989 г., факультет "Системы управления летательных аппаратов". В настоящее время — научный сотрудник МАИ.

Трехфазный выпрямитель с емкостным фильтром и улучшенной кривой потребляемого из сети тока

ЛАБУНЦОВ В. А., доктор техн. наук, ЧЖАН ДАЙЖУН, инж.

Несинусоидальная форма кривой потребляемого из сети тока, характерная для выпрямителей как с индуктивным, так и с емкостным фильтром на выходе, вызывает, как известно, искажения напряжения сети, что ухудшает работу других потребителей, приводит к увеличению потерь мощности в проводах, трансформаторах и других элементах, а иногда может вызвать в сети весьма опасные резонансные явления. Эти последствия могут иметь место даже в случае выпрямителей небольшой единичной мощности при их большом числе или в сетях ограниченной мощности, например в автономных сетях.

Сказанное, в частности, относится к источникам питания телевизоров и другой бытовой радиоаппаратуры, а также персональных ЭВМ, основанным на выпрямителях с емкостным фильтром как при трансформаторном, так и бестрансформаторном входе. Импульсный характер тока, потребляемого такими выпрямителями, вызывает в ряде случаев заметное снижение коэффициента мощности в распределительных сетях жилых и административных зданий и недопустимое повышение содержания высших гармоник в кривой сетевого напряжения.

Наиболее действенный из числа описанных в литературе способов улучшения кривой тока, потребляемого выпрямителями с емкостным фильтром, основан на введении в схему одного или нескольких управляемых полупроводниковых приборов, работающих в ключевом режиме (транзисторов или при повышенных мощностях — запираемых тиристоров) и применении той или иной разновидности широтно-импульсной модуляции [1–5]. На рис. 1 показана простейшая схема такого выпрямителя, базирующаяся на импульсном повышающем регуляторе постоянного напряжения и являющаяся прототипом для многих технических решений. По сравнению с обычным выпрямителем здесь добавлены последовательный дроссель L , ключевой прибор VT (транзистор или запираемый тиристор) и отсекающий диод $VD5$. Длительность интервалов открытого состояния VT , переключаемого с достаточно высокой частотой f_k , модулируется по синусоидальному закону, в результате чего напряжение на входе моста $VD1–VD4$ в течение каждого полупериода частоты сети f_c состоит из "гребенки" однополярных прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой, равной напряжению U_0 на конденсаторе C , и с изменяемой в течение полупериода длительностью. Входной ток i состоит из основной гармоники, практически синфазной с напряжением сети (поскольку при $f_k \gg f_c$

индуктивность L может быть достаточно малой), и наложенных небольших высокочастотных пульсаций.

В статье рассмотрена схема трехфазного выпрямителя подобного типа (рис. 2). В трехфазной схеме близкий к синусоидальному входной ток может быть получен при неизменной в течение периода частоты сети длительности включенного состояния прибора VT , что существенно упрощает систему управления. На интервале, когда VT открыт, три дросселя L оказываются включенными в звезду; когда VT выключен, происходит передача в конденсатор энергии из сети и энергии, накопленной в дросселях. Сопротивление R представляет нагрузку выпрямителя.

Рассмотрим режим работы, при котором входные токи во всех трех фазах выпрямителя имеют разрывный характер, когда при каждом включении VT токи во всех трех фазах начинают нарастать (по абсолютной величине) с нуля. При пренебрежении потерями в дросселях, диодах и ключевом приборе VT дифференциальное уравнение для тока в фазе A имеет вид

$$\omega_c L \frac{di}{d\vartheta} = \sqrt{u_0^2} U_{\phi} \sin \vartheta,$$

где U_{ϕ} — фазное напряжение, $\vartheta = \omega_c t$.

С учетом нулевых начальных условий: $i = 0$ при $\vartheta = \vartheta_n$ (где $n = 1, 2, \dots, N$ — номер включения VT на соответствующем полупериоде частоты

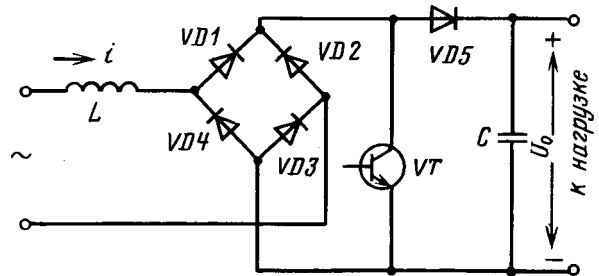


Рис. 1

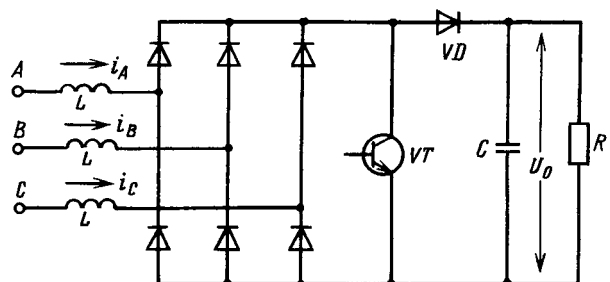


Рис. 2

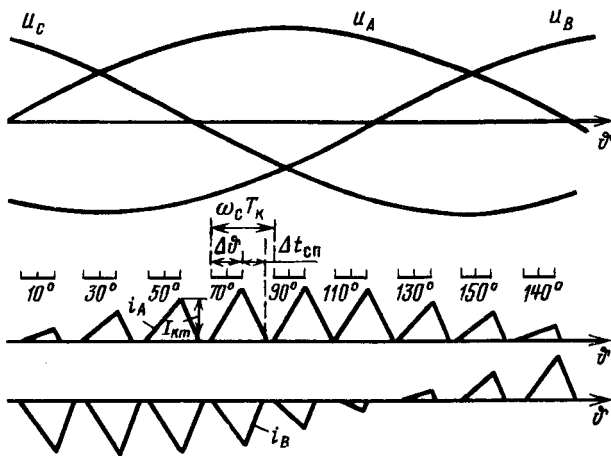


Рис. 3

сети) получаем

$$i = \frac{\sqrt{2} U_{\phi}}{\omega_c L} (\cos \vartheta_n - \cos \vartheta).$$

Значение тока в конце интервала включенного состояния VT, когда $\vartheta = \vartheta_n + \Delta \vartheta$ (где $\Delta \vartheta$ — длительность этого интервала), равно

$$I_{(n)m} = \frac{\sqrt{2} U_{\phi}}{\omega_c L} [\cos \vartheta_n - \cos(\vartheta_n + \Delta \vartheta)]. \quad (1)$$

На интервалах $\omega_c T_k - \Delta \vartheta$ (где $T_k = 1/f_k$ — период частоты коммутации) VT выключен, конденсатор заряжается и токи во всех фазах спадают к нулю.

Относительная длительность включенного состояния прибора VT $\gamma = \Delta \vartheta / \omega_c T_k$ определяет среднее значение выходного напряжения U_0 .

На рис. 3 показаны импульсы тока двух фаз, рассчитанные по соотношению (1) для случая, когда $f_k = 900$ Гц, $f_c = 50$ Гц, $\Delta \vartheta = 10^\circ$, $\gamma = 0,5$.

Ниже приведены принятые при расчете значения углов включения ϑ_n для одной из фаз и полученные соответствующие относительные амплитуды импульсов тока [численно равные выражению в квадратных скобках в (1)]:

ϑ_n , град	5	25	45	65	85	105	125	145	165
$I_{(n)m}^* = \cos \vartheta_n - \cos(\vartheta_n + \Delta \vartheta)$, отн. ед.	0,03	0,087	0,133	0,164	0,174	0,164	0,145	0,087	0,03

Из рис. 3 видно, что основная гармоника тока практически совпадает по фазе с соответствующим напряжением. На рис. 4 показаны кривые двух фазных напряжений u_A, u_B , двух токов соответствующих фаз i_A, i_B и напряжения на конденсаторе u_0 , полученные путем цифрового моделирования процессов в схеме рис. 2 на ЭВМ IBM PC/AT. Числовые параметры при моделировании были взяты следующие: $U_{\phi} = 220$ В, $f_c = 50$ Гц, $f_k = 900$ Гц, $L = 0,01$ Гн, $C = 30 \cdot 10^{-6}$ Ф, активное сопротивление нагрузки, подключенное к конденсатору, $R = 300$ Ом.

Видно, что при включении выпрямителя (при моделировании принято, что это происходит в момент перехода напряжения одной из фаз через нуль) токи в фазах сначала имеют непрерывный характер, а примерно через четверть периода они становятся разрывными.

Значительные броски токов в фазах при включении выпрямителя на незаряженный конденсатор (что видно из рис. 4) на практике можно предотвратить, если на начальной части переходного процесса с помощью соответствующего управления ключевым прибором VT сократить интервалы его открытого состояния.

Для определения среднего значения установившегося напряжения на конденсаторе U_0 рассмотрим в схеме рис. 2 процесс передачи в конденсатор C энергии из сети и энергии, накопленной в индуктивностях L. Энергия, накопленная в индуктивности одной фазы за полупериод частоты сети $T_c/2$, на котором происходит $N = T_c/2T_k$ коммутаций прибора VT, равна

$$W_L = L \sum_{n=1}^N I_{(n)m}^2, \quad (2)$$

где амплитуда тока $I_{(n)m}$ на n-м периоде частоты коммутации T_k определяется выражением (1).

Время спада тока к нулю на n-м периоде частоты T_k

$$\Delta t_{(n)сп} = 2L \frac{I_{(n)m}}{U_0 - \sqrt{2} U_{\phi} \sin(n\omega_c T_k)}. \quad (3)$$

Считая для простоты, что за время $\Delta t_{(n)сп}$ в силу его малости напряжение сети не изменяется, находим, что за это время из одной фазы сети в

конденсатор передается энергия

$$\Delta W_{(n)} = I_{(n)m} \sqrt{2} U_{\phi} \sin(n\omega_c T_k) \frac{\Delta t_{(n) \text{сп}}}{2} \quad (4)$$

Таким образом, за каждый полупериод частоты сети в конденсатор передается суммарная энергия из индуктивностей всех трех фаз и из сети, равная с учетом выражений (2)–(4)

$$W = 3W_L + 3 \sum_{n=1}^N \Delta W_{(n)} = 3L \sum_{n=1}^N I_{(n)m}^2 \left[1 + \frac{\sin n\omega_c T_k}{\frac{U_0}{\sqrt{2}U_{\phi}} - \sin(n\omega_c T_k)} \right] \quad (5)$$

Эта величина W в установившемся режиме равна энергии, переданной из конденсатора в нагрузку:

$$W_R = \frac{2U_0^2}{Rf_c} \quad (6)$$

Приравняв (5) и (6), можно найти значение напряжения U_0 . Однако в конкретных условиях расчет по этим соотношениям получается весьма трудоемким. Для упрощения расчета учтем, что в силу уравновешенности трехфазной системы энергии, передаваемая в конденсатор при каждом выключении прибора VT , практически одинакова, и возьмем момент времени, когда ток в одной из фаз равен нулю, а токи в двух других фазах равны по абсолютной величине. Энергия, передаваемая в конденсатор из двух последовательно вклю-

ченных индуктивностей L и из сети за время спада тока к нулю, в этом случае равна

$$W = LI_{km}^2 + 0,5I_{km} U_{лм} \Delta t_{сп},$$

где I_{km} — амплитуда треугольного импульса тока, определяемая по соотношению (1) при подстановке $\vartheta_n = 2\pi/3$; $U_{лм}$ — амплитуда линейного напряжения сети.

Эта величина W , с другой стороны, равна энергии, отдаваемой конденсатором в нагрузку R за время $T_k = 1/f_c$:

$$LI_{km}^2 + 0,5I_{km} U_{лм} \Delta t_{сп} = \frac{U_0^2}{Rf_c} \quad (7)$$

При этом считаем, что пульсации напряжения на конденсаторе благодаря его большой емкости малы (например, менее 5 %).

Из рассмотрения процесса спада тока к нулю в рассматриваемой схеме при принятых допущениях следует

$$2LI_{km} = (U_0 - U_{лм}) \Delta t_{сп} \quad (8)$$

Подставляя $\Delta t_{сп}$ из выражения (8) в (7) и исключая физически нереальный случай $U_0 = 0$, получаем для нахождения U_0 квадратное уравнение:

$$U_0^2 - U_{лм} U_0 - f_c R L I_{km}^2 = 0 \quad (9)$$

Например, при указанных выше числовых значениях параметров, принятых при цифровом моделировании, когда $I_{km} = 14,8$ А (см. рис. 3 и 4), получаем при решении (9) $U_0 = 1080$ В. Именно такое значение U_0 было получено при цифровом моделировании (см. рис. 4). При этом $\Delta t_{сп} = 530 \cdot 10^{-6}$ с.

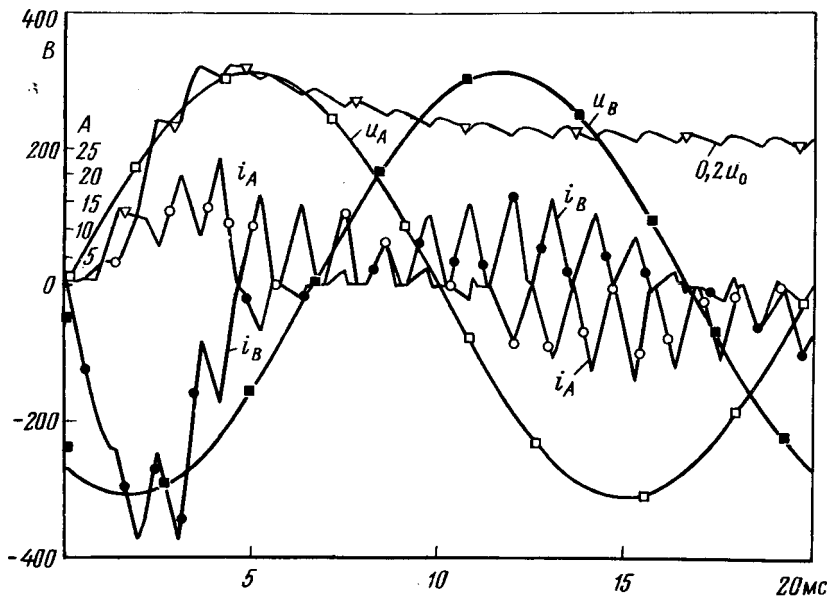


Рис. 4

Частота переключения f_k была принята равной 900 Гц только в целях сокращения времени счета при цифровом моделировании; на практике эта частота должна быть значительно большей — порядка единиц или десятков килогерц при использовании в качестве VT соответственно запираемых тиристоров или силовых транзисторов. При этом индуктивность дросселей L должна быть соответственно уменьшена.

Если токи в фазах выпрямителя имеют непрерывный характер (например, при увеличении L или $\Delta\vartheta$), основная гармоника тока сдвигается в сторону отставания. При этом неравные нулю значения тока, с которого они начинают нарастать при каждом включении VT , определяются интенсивностью их нарастания и спада на предыдущих интервалах T_k . Когда время замкнутого состояния $\Delta\vartheta$, определяемое при данной частоте f_k коэффициентом γ , приближается к длительности периода T_k , фазовый сдвиг основной гармоники входного тока приближается к $\pi/2$. Наличие фазового сдвига основной гармоники тока, естественно, приводит к снижению коэффициента мощности, в силу чего режим непрерывного тока нежелателен.

Разрывной характер входных токов в фазах выпрямителя, которые периодически нарастают до значений, определяемых соотношением (1), и спадают до нуля, является, конечно, недостатком описываемого выпрямителя. Однако при достаточно высокой частоте коммутации f_k пульсации токов в дросселях L могут быть снижены до требуемой величины включенными на входе выпрямителя Г-образными сетевыми LC-фильтрами с относительно небольшой установленной мощ-

ностью. Такие фильтры необходимы также для защиты других потребителей от радиопомех, распространяемых через питающую сеть.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Fey M. A switch mode power supply. — IEEE Int. Commun. Energy Conf. Rec., Intelec 82.
2. Schlecht M. F. Novel topological alternatives to the design of a harmonic-free, utility/dc interface. — Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1983.
3. Мустафа Г. М., Иванова Е. В. Простой однофазный выпрямитель с синусоидальным входным током. — Электротехника, 1989, № 7.
4. Manias S., Ziogas P. D. An SMR topology with suppressed DC link components and predictive line current waveshaping. — IEEE Trans. on Industry Applic., 1987, vol. IA-23, No. 4.
5. Флоренцев С. Н. Активная коррекция коэффициента мощности преобразователей с однофазным выпрямителем на входе. — Электротехника, 1992, № 3.

[14.09.92]

А в т о р ы: Лабунцов Владимир Александрович закончил в 1950 г. Московский энергетический институт по специальности "Промышленная электроника". В 1953 г. защитил кандидатскую, а в 1973 г. — докторскую диссертацию, посвященные автономным вентильным преобразователям. В настоящее время — профессор МЭИ, главный редактор журнала "Электричество".

Чжан Дайжун закончил в 1987 г. Технический университет "Цзяотун" в Шангае (КНР) по специальности "Электрические машины", в настоящее время — аспирант МЭИ.

Построение системы модального управления следящим электроприводом

АЛФЕРОВ В. Г., канд. техн. наук,
ХА КУАНГ ФУК, инж.

Москва

Заметно частое использование метода модального управления (МУ) при синтезе систем регулирования электроприводов с целью повышения их динамических показателей, причем задача заключается в определении вектора коэффициента $K = (K_1, K_2, \dots, K)$ (n — порядок системы) обрат-

ных связей, при котором имеет место желаемый характеристический полином $D_{ж}(p)$ замкнутой системы. Выбор вида $D_{ж}(p)$ зависит от типа оптимизации либо по модульному оптимуму, либо по Баттерворту [1], либо биномиальному разложению [2], либо по критерию другого вида и т. п. Но при

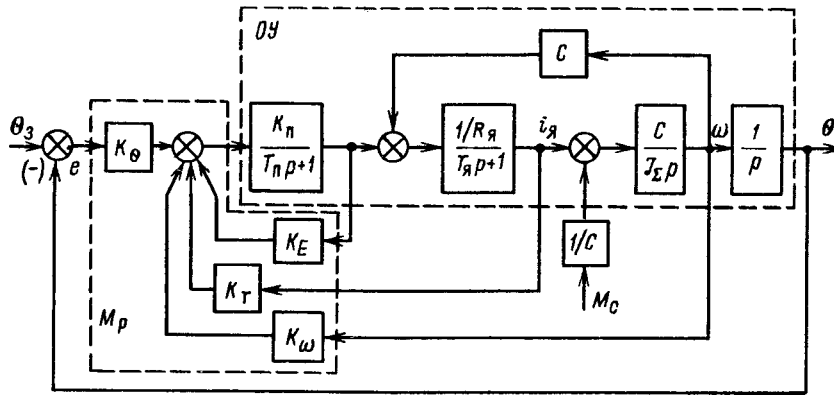


Рис.1

этом (и это отнесем к недостаткам МУ) не учитываются требования к точности поддержания соответствующих координат электропривода (допустим, скорости или пути). Правда, в [3] такое требование выполняется, но решение матрицы K возможно лишь для частных, конкретных случаев, так как число уравнений при решении больше числа неизвестных системы.

Далее предлагается метод оптимизации статических и динамических показателей с использованием пары доминирующих корней (ДК) в МУ электропривода на примере следящего.

На рис. 1 представлена структурная схема позиционного ЭП постоянного тока, где MP – модальный регулятор аналогового типа. Объект управления (OY) описывается уравнениями состояния вида

$$\dot{\chi}(t) = A_0 \chi(t) + b_0 u(t) + d_0 M_c(t), \quad (1)$$

где $\chi = (e_n \omega i_a \theta)^T$ – вектор состояния, элементы которого состоят из ЭДС e_n преобразователя, скорости ω , тока i_a и угла поворота θ двигателя; u – сигнал управления на входе преобразователя с коэффициентом усиления K_n и постоянной времени T_n ; M_c – момент статического сопротивления, рассматриваемый как внешнее возмущающее воздействие;

$$A_0 = \begin{bmatrix} -1/T_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C/J_\Sigma & 0 \\ 1/R_a T_a & -C/R_a T_a & -1/T_a & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$b_0 = \begin{bmatrix} K_n/T_n \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad d_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J_\Sigma \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

T_a, R_a, J_Σ, C – соответственно электромагнитная постоянная времени (с), суммарное сопротивление

силовой цепи преобразователь – двигатель (Om), момент инерции привода ($кГ \cdot м^2$) и постоянная конструктивная ($В \cdot с/рад$).

Характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$\det(pE - A_0 + b_0 K) = D(p) = p^4 + a_4 p^3 + a_3 p^2 + a_2 p + a_1 = 0, \quad (2)$$

где E – единичная матрица; $a_1 = \frac{K_n K_\theta / C}{T_n T_a T_m}$;

$$a_2 = \frac{1 + K_n K_\omega / C}{T_n T_a T_m (T_a + T_n + K_n K_E T_a)}; \quad a_3 = \frac{K_I (1 + K_n K_E + K_n)}{R_a T_n T_m};$$

$a_4 = \frac{1}{T_a T_n}$; T_m – электромеханическая постоянная времени, с; $K_E, K_\omega, K_I, K_\theta$ – коэффициенты обратных связей по ЭДС скорости, току и углу.

Задачей предлагаемого способа организации МУ является нахождение такого вектора $K = (K_E, K_\omega, K_I, K_\theta)$, при котором характеристическое уравнение (2) имеет два желаемых доминирующих корня (ДК), а система в целом – минимальную статическую ошибку. Суть выполнения этой задачи заключается в следующем.

Для линейной следящей системы (рис. 1) ошибка рассогласования по углу равна:

$$e = \theta_3 - \theta = \frac{p^4 + a_4 p^3 + a_3 p^2 + a_2 p}{D(p)} \theta_3(p) + \frac{b_3 p^2 + b_2 p + b_1}{D(p)} M_c(p), \quad (3)$$

$$1 + K_{\text{п}} K_E + K_{\text{п}} \frac{K_I}{R_{\text{я}}}$$

где $b_1 = \frac{K_I}{T_{\text{п}} T_{\text{я}} J_{\Sigma}}$; $b_2 = \frac{T_{\text{п}} + T_{\text{я}} + K_{\text{п}} K_E T_{\text{я}}}{T_{\text{п}} T_{\text{я}} J_{\Sigma}}$;
 $b_3 = 1/J_{\Sigma}$.

Анализ (3) показывает, что установившаяся ошибка при линейно изменяющемся входном сигнале $\theta_3(t) = t \cdot 1(t)$ (при $M_c = 0$)

$$e_{\theta_3} = \frac{a_2}{a_1} = \frac{C + K_{\text{п}} K_{\omega}}{K_{\text{п}} K_{\theta}}$$

зависит от коэффициента K_{θ} и K_{ω} ; установившаяся ошибка относительно $M_c(t) = 1(t)$ (при $\theta_3 = 0$)

$$e_{M_c} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{C T_M}{J_{\Sigma}} \frac{1 + K_{\text{п}} K_E + K_{\text{п}} \frac{K_I}{R_{\text{я}}}}{K_{\text{п}} K_{\theta}}$$

зависит от коэффициентов K_E , K_I и K_{θ} .

Значения коэффициентов K_{θ} и K_{ω} ограничены условиями устойчивости замкнутой системы. Согласно критерию Гурвица:

$$K_{\omega} < K_{\omega_{\text{кр}}} = \frac{C}{K_{\text{п}} T_{\text{п}} T_{\text{я}}} \left[(K_{\text{п}} K_E T_{\text{я}} + T_{\text{п}})(K_{\text{п}} K_E T_M + K_{\text{п}} \frac{K_I}{R_{\text{я}}} T_M + T_M + T_{\text{п}}) + T_{\text{я}} T_M \left(1 + K_{\text{п}} K_E + K_{\text{п}} \frac{K_I}{R_{\text{я}}} \right) \right];$$

$$K_{\theta} < K_{\theta_{\text{кр}}} = \frac{\left[1 + K_{\text{п}} \frac{K_{\omega}}{C} \right] (K_{\omega_{\text{кр}}} - K_{\omega}) T_{\text{я}} T_{\text{п}}}{(T_{\text{я}} + T_{\text{п}} + K_{\text{п}} K_E T_{\text{я}})^2 T_M}.$$

При $C/K_{\text{п}} \ll K_{\omega_{\text{кр}}}$ максимальное значение $K_{\theta_{\text{кр}}}$ имеет место при

$$K_{\omega} = K_{\omega_{\text{опт}}} = \frac{K_{\text{п}} K_{\omega_{\text{кр}}} - C}{2 K_{\text{п}}} \approx \frac{K_{\omega_{\text{кр}}}}{2}.$$

Заметим, что точность регулирования практически не зависит от K_E (несколько увеличивается при уменьшении K_E при воздействии M_c), поэтому принципиально можно принять $K_E = 0$, т. е. разомкнуть обратную связь по ЭДС преобразователя (отметим, что это можно сделать с учетом некоторого ухудшения качества переходных процессов, особенно при работе преобразователя в режиме прерывистого тока). Тогда с учетом (4) и (5) с целью минимизации статической ошибки возможно использование следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} K_E &= 0; \\ K_{\omega} &= \frac{C}{2 K_{\text{п}}} \left[K_{\text{п}} \frac{K_T T_M}{R_{\text{я}} T_{\text{я}}} + \frac{T_{\text{п}} + T_M}{T_{\text{я}}} + \frac{T_M}{T_{\text{п}}} \left[1 + K_{\text{п}} \frac{K_I}{R_{\text{я}}} \right] - 1 \right]. \end{aligned} \right\} (6)$$

Синтез модального регулирования далее заключается в процедуре определения коэффициентов K_I и K_{θ} , что возможно при выполнении условий тождества коэффициентов при p характеристического уравнения (2) системы (допустим, представленной на рис. 1) и желаемого полинома типа

$$D_{\text{ж}}(p) = (p^2 + 2\xi\omega_{\text{н}}p + \omega_{\text{н}}^2)(p^2 + \alpha_2 p + \alpha_1), \quad (7)$$

где ξ , $\omega_{\text{н}}$ — коэффициент демпфирования и резонансная частота, определяющие выбор значений ДК (этот выбор зависит от условий оптимизации, допустим по перерегулированию выходной координаты $\sigma_{\text{max}} = (\exp - \frac{2\pi}{\sqrt{1-\xi^2}})$ и времени наступ-

ления первого максимума $T_{\text{max}} = \frac{\pi}{\omega_{\text{н}} \sqrt{1-\xi^2}}$ или

любых других); α_1 , α_2 — коэффициенты, определяющие два остальных корня.

При $\alpha_2 \gg \xi\omega_{\text{н}}$, что обуславливает малое влияние всех корней, кроме ДК, на качество переходных процессов, уравнения для расчета K_I и K_{θ} МР можно записать следующим образом:

$$\alpha_2 = 1/T_R + 1/T_{\Pi} - 2\xi\omega_n;$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 - \frac{K_{\Pi}}{T_{\Pi}T_R R_R} K_I &= \frac{1}{T_R T_M} + \\ &+ \frac{1}{T_R T_{\Pi}} - 2\xi\omega_n \alpha_2; \\ 2\xi\omega_n \alpha_1 - \frac{K_{\Pi}}{2T_{\Pi}T_R R_R} \left[\frac{1}{T_{\Pi}} + \frac{1}{T_R} \right] K_I &= \\ &= \omega_n^2 \alpha_2 - \frac{1}{2T_{\Pi}T_R T_M} \left[1 + \frac{T_M}{T_{\Pi}} + \right. \\ &\left. + \frac{T_M + T_{\Pi}}{T_R} \right]; \\ K_{\theta} &= \frac{C}{K_{\Pi}} T_R T_M T_{\Pi} \omega_n^2 \alpha_1. \end{aligned} \right\} (8)$$

При малых значениях $T_{\Pi} (T_{\Pi} \ll T_R, T_{\Pi} \ll T_M)$ описание уравнения состояния (1) имеет вид:

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & C/J_{\Sigma} & 0 \\ -\frac{C}{R_R T_R} & -1/T_R & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$b_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{\Pi}}{R_R T_R} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad d_0 = \begin{bmatrix} -1/J_{\Sigma} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

В этом случае вектор состояния равен $\chi = (\omega_i \theta)^T$, а вектор коэффициентов обратных связей $K = (K_{\omega} K_I K_{\theta})$.

Уравнения (2) и (3) преобразуются в следующие:

$$D(p) = p^3 + a_3 p^2 + a_2 p + a_1 = 0; \quad (9)$$

$$e = \theta_3 - \theta = \frac{p^3 + a_3 p^2 + a_2 p}{D(p)} \theta_3(p) + \frac{b_2 p + b_1}{D(p)} M_c(p), \quad (10)$$

$$\text{где } a_1 = \frac{K_{\Pi} K_{\theta}}{C T_R T_M}; \quad a_2 = \frac{1 + K_{\Pi} \frac{K_{\omega}}{C}}{T_R T_M}; \quad a_3 = \frac{1 + K_{\Pi} \frac{K_I}{R_R}}{T_R};$$

$$b_1 = a_3 / J_{\Sigma}; \quad b_2 = 1 / J_{\Sigma}.$$

Установившиеся ошибки относительно θ_3 и M_c определяются K_{ω} , K_I и K_{θ} (для уменьшения e

необходимо увеличивать K_{θ} и уменьшать K_{ω} и K_I). Однако это не согласуется с условиями устойчивости относительно K_{θ} :

$$K_{\theta} < K_{\theta_{кр}} = \frac{C}{K_{\Pi} T_R} \left[1 + K_{\Pi} \frac{K_I}{R_R} \right] \left[1 + K_{\Pi} \frac{K_{\omega}}{C} \right].$$

Возможен компромисс, который предполагает выбор коэффициентов K_{ω} , K_I производить из условия полного демпфирования контура скорости при размыкании обратной связи по положению, т. е. при $K_{\theta} = 0$. При этом характеристическое уравнение $p^2 + a_3 p + a_2 = 0$ имеет кратные действительные корни. Это условие вместе с ДК —

$\xi\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\xi^2}$ — позволяет записать уравнение синтеза (вновь согласно тождеству коэффициентов характеристических полиномов — действительного и желаемого) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} K_I &= [2\omega_n T_R (1 + 2\xi) - 1] R_R / K_{\Pi}; \\ K_{\omega} &= [\omega_n^2 T_R T_M (1 + 2\xi)^2 - 1] C / K_{\Pi}; \\ K_{\theta} &= 2\omega_n^3 T_R T_M (1 + \xi) C / K_{\Pi}. \end{aligned} \right\} (11)$$

Корневой годограф при изменении K_{θ} рассматриваемой системы при пренебрежении величины T_{Π} представлен на рис. 2. Заметно значительное расхождение в расположении ДК и остального — $2(1 + \xi)\omega_n$.

При построении системы с использованием ДК точность регулирования получается выше, чем при применении известных способов оптимизации при разложении биномиальном (БР), по Баттерворту (Б) или модульного оптимума (МО). Значения установившихся ошибок при использовании коэф-

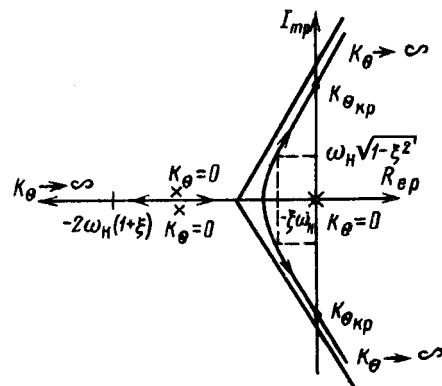


Рис. 2

коэффициентов (11) для управления с ДК равны:

$$e_{\theta_3}(\text{ДК}) = \frac{(2\xi+1)^2}{2(1+\xi)\omega_n}; \quad (12)$$

$$e_{M_c}(\text{ДК}) = \frac{1}{J_\Sigma} \frac{1+2\xi}{(1+\xi)\omega_n^2}. \quad (13)$$

Те же ошибки по каналам управления и возмущения при оптимизации по БР, Б и МО равны:

$$e_{\theta_3}(\text{БР}) = 3/\omega_n; \quad e_{\theta_3}(\text{МО, Б}) = 2/\omega_n; \quad (14)$$

$$e_{M_c}(\text{БР}) = \frac{1}{J_\Sigma} \frac{3}{2}; \quad e_{M_c}(\text{МО, Б}) = \frac{1}{J_\Sigma} \frac{2}{2}. \quad (15)$$

Сравнение показывает, что при $\xi < \sqrt{3/2}$, ошибки e при использовании ДК всегда меньше, чем при применении других методов. Для примера приведены расчеты для ЭП двух двигателей.

1. Двигатель МПЛ-40-136 с параметрами: $R_{я} = 0,524 \text{ Ом}$; $T_{я} = 0,143 \text{ с}$; $T_M = 0,8 \text{ с}$; $C = 23,5 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $J_\Sigma = 843 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $K_{п} = 29$;

$T_{п} = 0,01 \text{ с}$. Здесь $T_{п} < T_{я}$, $T_{п} < T_M$. Выбираем $\xi = 0,7$ ($\sigma_{\max} = 5\%$), $\omega_n = 10 \text{ с}^{-1}$ ($T_{\max} = 0,448 \text{ с}$).

Согласно (11) $K_I = 0,106 \text{ В/А}$; $K_\omega = 52,6 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$;

$K_\theta = 315 \text{ В/рад}$; ДК равны $(-7 \pm j7) \text{ с}^{-1}$, а оставшийся корень -34 с^{-1} , т. е. он находится значительно левее и не влияет практически на процессы в ЭП.

2. Двигатель ПГТ-2 с параметрами: $R_{я} = 0,785 \text{ Ом}$; $T_{я} = 0,005 \text{ с}$; $T_M = 0,018 \text{ с}$; $C = 0,297 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $J_\Sigma = 0,00205 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $K_{п} = 12$;

$T_{п} = 0,007 \text{ с}$. Здесь $T_{я} < T_{п}$; $T_{я} < T_M$. Используя (6) и (8) с ДК $(-33 \pm j33) \text{ с}^{-1}$ ($\sigma_{\max} = 5\%$,

$T_{\max} = 0,095 \text{ с}$, $\xi = 0,7$; $\omega_n = 47,5 \text{ с}^{-1}$) получаем

$\alpha_2 = 277 \text{ с}^{-1}$; $\alpha_1 = 93784 \text{ с}^{-2}$; $K_I = 0,166 \text{ В/А}$; $K_\theta = 3,3 \text{ В/рад}$; $K_E = 0$; $K_\omega = 0,2751 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$.

На рис. 3 и 4 представлены кривые переходных процессов при обработке сигнала $\theta_3(t) = 1(t)$ при $M_c = 0$ соответственно для двигателя МПЛ-40-136 (кривая 1) и двигателя ПГТ-2 (кривая 1).

Принципы модального управления с доминирующими корнями можно также применить при построении цифровых систем регулирования электроприводов позиционных или следящих механизмов, пример одной из которых приведен на рис. 5 (та же, что и на рис. 1, силовая часть ЭП, но модальный регулятор выполнен на базе цифровых, в частности микропроцессорных, элементов с пе-

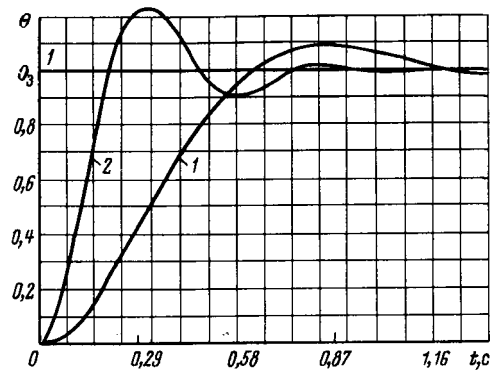


Рис. 3

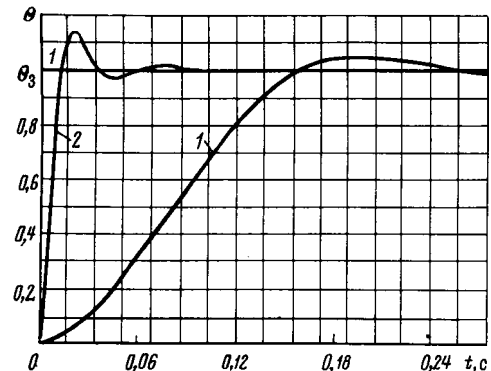


Рис. 4

риодом дискретности T). В данном случае уравнения состояния записываются следующим образом:

$$\chi(k+1) = A\chi(k) + bu(k) + dM_c(k), \quad (17)$$

где элементы a_{ij} , b_i , d_i матриц A , b , d могут быть определены из (1) с помощью обратного преобразования Лапласа.

В [4] показано, что установившаяся ошибка в цифровой системе не зависит от T , а определяется исключительно параметрами и видом входного θ_3 и возмущающего M_c воздействий. И, естественно, чем больше K_θ , тем выше точность слежения или позиционирования. Последнее означает, что при $K_\theta \rightarrow \infty$ все корни характеристического уравнения системы, кроме ДК, должны находиться слева в бесконечном удалении от начала координат на P -плоскости (рис. 2) или в начале координат на z -плоскости. В этом случае приемлем выбор характеристического уравнения типа $z^n = 0$, что является оптимальным по быстродействию, но приводит к резкому повышению чувствительности [4] системы при изменении параметров ОУ. Поэтому предлагается для системы на рис. 5 применять характеристическое уравнение вида

$$D_{ж}(z) = z(z - z_3)(z - z_2)(z - z_1) = 0, \quad (18) \quad - z_i)$$

где $z_3 = \exp(-(3 \pm 5)\xi\omega_n T)$, $z_1, z_2 = \bar{z}_1$ — ДК с желаемыми параметрами ξ и ω_n $\left[|z_1| = \exp(-\xi\omega_n T) \text{ и } \arg(z_1) = \omega_n T \sqrt{1-\xi^2} \right]$.

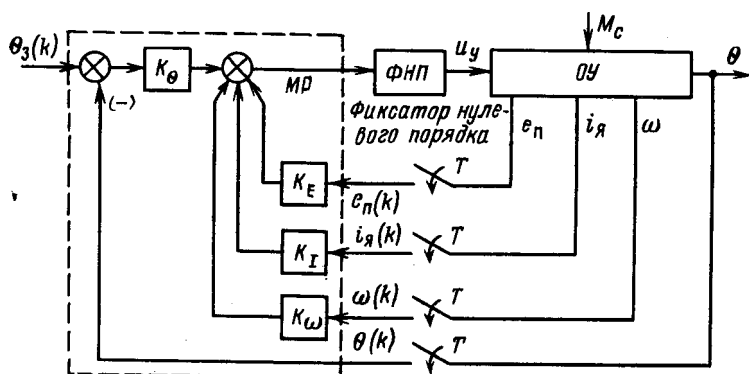


Рис. 5

Для управляемого ОУ, где матрица управляемости

$$S = (b \quad Ab \quad A^2 b \quad A^3 b) \quad (19)$$

является невырожденной, вектор коэффициентов обратных связей $K = (K_E, K_\omega, K_I, K_\theta)$ может быть определен из выражения [4]:

$$K = (\gamma - C)M^{-1}S^{-1}, \quad (20)$$

где $C = (C_1, C_2, C_3, C_4)$; C_i — коэффициенты характеристического полинома ОУ:

$$D(z) = \det(zE - A) = z^4 + C_4 z^3 + C_3 z^2 + C_2 z + C_1; \quad (21)$$

$\gamma = (\gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 \gamma_4)$; γ_i — коэффициенты желаемого характеристического уравнения (18);

$$M = \begin{pmatrix} 1 & C_4 & C_3 & C_2 \\ 0 & 1 & C_4 & C_3 \\ 0 & 0 & 1 & C_4 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

При пренебрежении постоянной времени T_n преобразователя выражения (18), (21) и (22) могут быть записаны следующим образом:

$$D_{ж}(z) = z(z - z_1)(z - z_2) = z^3 + \gamma_3 z^2 + \gamma_2 z + \gamma_1 = 0; \quad (23)$$

$$D(z) = \det(zE - A) = z^3 + C_3 z^2 + C_2 z + C_1; \quad (24)$$

$$M = \begin{pmatrix} 1 & C_3 & C_2 \\ 0 & 1 & C_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (25)$$

В табл. 1 приведены величины коэффициентов K_ω, K_I, K_θ и ошибок $e_{\theta_3} = (\theta_3(t) = t \cdot 1(t))$, $e_{M_c} = (M_c(t) = 1(t))$ в случаях оптимизации по принципам БР, МО, Б и ДК для двигателей типа МПЛ-40-136 ($\sigma_{\max} = 5\%$, $T_{\max} = 0,3$ с). При оптимизации по ДК $z_1, z_2 = 0,965 \pm j0,034$ уравнение (23) имеет вид

$$z^3 - 1,93z^2 + 0,932 = 0.$$

В табл. 2 приведены названные выше величины для двигателя типа ПГТ-2 в случае тех же воздействий и требований к характеру переходного процесса $\sigma_{\max} = 5\%$, $T_{\max} = 5 T = 5 \cdot 0,0033 = 0,016$ с (T принято равным 3,3 мс). В данном случае ДК $z_1, z_2 = 0,432 \pm j0,314$, а желаемое характеристическое уравнение согласно (18) имеет вид

$$z^4 - 1,635z^3 + 0,8898z^2 - 0,0881z = 0.$$

На рис. 3 и 4 представлены переходные процессы отработки задания типа $\theta_3(t) = 1(t)$ для двигателей соответственно МПЛ-40-136 (кривая 2) и

Таблица 1

Принцип оптимизации	Значение коэффициента и ошибки				
	$K_\omega, \text{В} \cdot \text{с/рад}$	$K_I, \text{В/А}$	$K_\theta, \text{В/рад}$	$e_{\theta_3}, \text{рад}$	$e_{M_c}, \text{рад}$
Биномиальное разложение (БР)	113,8	0,136	1063,5	$8,9 \cdot 10^{-4}$	$5,69 \cdot 10^{-5}$
По Баттерворту или модульного оптимума (Б, МО)	68,3	0,081	667,7	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$5,44 \cdot 10^{-5}$
Доминирующие корни (ДК)	588,1	0,793	5958,0	$2,7 \cdot 10^{-4}$	$5,25 \cdot 10^{-5}$

Таблица 2

Принцип оптимизации	Значение коэффициента и ошибки					
	K_E	K_ω , В·с/рад	K_I , В/А	K_θ , В/рад	$e_{\theta z}$, рад	e_{Mc} , рад
Биномиальное разложение (БР)	0,251	-0,282	-0,095	12,059	$-2,13 \cdot 10^{-2}$	$-8,125 \cdot 10^{-3}$
Модульный оптимум (МО)	0,133	0,025	0,00476	4,362	$1,14 \cdot 10^{-2}$	$5,337 \cdot 10^{-2}$
По Баттерворту (Б)	0,115	0,0195	-0,00863	4,432	$9,98 \cdot 10^{-3}$	$4,256 \cdot 10^{-2}$
Доминирующие корни (ДК)	0,353	-0,117	-0,0979	14,277	$-6,46 \cdot 10^{-3}$	$-7,558 \cdot 10^{-3}$

ПГТ-2 (кривая 2), анализ которых показывает приемлемое качество переходных процессов по быстрдействию и перерегулированию по сравнению с известными БР, МО, Б методами оптимизации.

• **Выводы.** 1. Использование метода ДК позволяет уменьшить установившиеся ошибки при слежении при одновременном соблюдении требований к качеству переходных процессов.

2. Идею метода ДК можно распространить не только на непрерывные, но и цифровые системы регулирования, в том числе микропроцессорные.

3. Использование метода ДК можно положить в основу робастных (в смысле грубых) систем регулирования, позволяющих одновременно успешно решить проблему инвариантности при изменении параметров объекта управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борцов Ю. А., Поляхов Н. Д., Путов В. В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. — Л.: Энергоиздат, 1984.

2. Прокопенко А. А., Войтенко В. А. Улучшение динамических и статических характеристик порталного робота. — Изв. вузов. Электромеханика, 1989, № 6.

3. Кухаренко Н. В. Модальное управление электроприводами постоянного тока. — Электричество, 1990, № 3.

4. Кюо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1986.

[28.04.92]

А в т о р ы: Алферов Вячеслав Георгиевич закончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ в 1964 г. В 1979 г. защитил кандидатскую диссертацию (в МЭИ) "Комбинированный принцип управления в системе электроприводов прокатных станков". Работает в МЭИ доцентом кафедры автоматизированного электропривода.

Ха Куанг Фук закончил электрический факультет Политехнического института (г. Хошимин СРВ) в 1980 г. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию (в МЭИ) "Электрические комплексы и системы, включающие их регулирование и управление". Стажёр кафедры АЭП МЭИ.

Единая теория вентильных машин

БУЛГАКОВ А. А.

Вентильными машинами мы называем все виды электрических машин, в цепях которых включены вентильные устройства для преобразования рода тока и регулирования возбуждений генераторов и угловой скорости и момента двигателей. В статье [1] были изложены основные положения общей теории вентильных преобразователей. Целью настоящей статьи является объединение этой теории с классической общей теорией электрических машин [1–7] в объеме построения единой модели вентильной машины.

Построение единой модели конкретной вентильной машины практически сводится к построению модели самой машины с последующим введением в нее элементов обобщенных моделей вентильных преобразователей [1].

В качестве модели обобщенной машины следует использовать первую квазиголономную модель Г. Крона [2, 3], потому что она построена, как и модель вентильного преобразователя, в неподвижной "квазиголономной" системе координат, что облегчит их объединение. Полученная единая мо-

дель справедлива для большинства вентиляльных машин в различных сочетаниях машин и преобразователей.

Модель машины (рис. 1) состоит из набора несоединенных идеализированных элементов "катушек", представляющих обмотки статора и ротора, изображенного окружностью и стрелкой, указывающей направление его вращения, и элементов, имитирующих механическую цепь нагрузки на валу машины, если это двигатель.

Модель машины обладает следующими свойствами:

1. Машина двухполюсная, двухфазная.
2. Статор явнополюсный.
3. Ротор цилиндрический, гладкий.
4. Все отпайки, кольца и коллектор удалены.
5. Роторные обмотки равномерно распределены по окружности в виде любого числа слоев, каждый из которых может иметь свои параметры и заменяться своей эквивалентной катушкой.
6. Статорные обмотки могут быть на полюсах и между ними и также заменяются катушками.
7. Модель имеет три неподвижных в пространстве и ортогональных оси, совпадающих с осями катушек, — продольную ось d , поперечную ось q и механическую ось s , ортогональную плоскости dq (в машинах нормального исполнения эта плоскость совпадает с поперечным разрезом машины).
8. Насыщение и потери в стали не учитываются.
9. Индуктивности между катушками статора и ротора описываются синусоидальными функциями углового положения ротора (рассматриваются только первые пространственные гармоники, но возможен учет и высших гармоник).
10. На каждой оси d, q базисной модели имеется по две катушки — одна статорная и одна роторная. На оси ротора s — одна механическая цепь с моментом инерции J .
11. Вращение ротора по часовой стрелке принимается за положительное.

Для преобразования этой модели в модель конкретной машины необходимо, руководствуясь ее полной схемой, удалить лишние катушки или дополнить новыми, соединить их между собой и с источниками энергии, т. е. в нашем случае с моделями вентиляльных преобразователей.

Если необходимо ввести в исследование воображаемые "мнимые" оси, их отражают на модели фиктивными щетками.

В машине постоянного тока на продольной оси d находятся обмотки возбуждения. На поперечной оси q располагается "псевдонеподвижная" катушка, представляющая якорь машины, и катушка дополнительных полюсов. Токи в катушках соответствуют токам реальных машин.

В машинах переменного тока щетки отсутствуют или условно обозначают положения осей

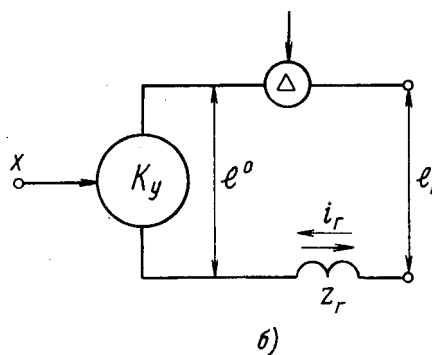
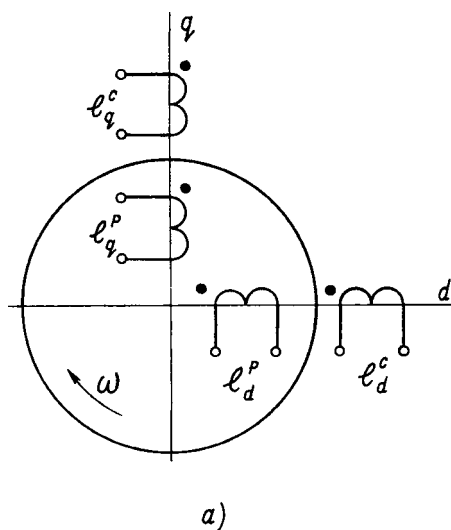


Рис. 1

ротора угловой координатой θ (рис. 2). Реальные токи ротора представляются их воображаемыми составляющими в одинаковых псевдонеподвижных катушках ротора по осям d и q , т. е. проекциями векторов токов ротора на эти оси.

Оси машин с кольцами на роторе — голономные. Катушки, возбуждающие поток, могут размещаться на статоре или быть псевдонеподвижными катушками ротора.

Взаимные индуктивности при равномерном воздушном зазоре являются синусоидальными функциями угловой координаты ротора θ :

$$L = M_m \sin(\theta + \psi), \tag{1}$$

где M_m — значение коэффициента взаимной индукции в случае, когда ось катушки напряжения совпадает с осью катушки возбуждения.

Модель конкретной машины получается преобразованием базисной элементной модели, после того как определены ее полные сопротивления с помощью тензора соединений C [3].

Модель строится на основании принципиальной схемы реальной машины в следующем порядке:

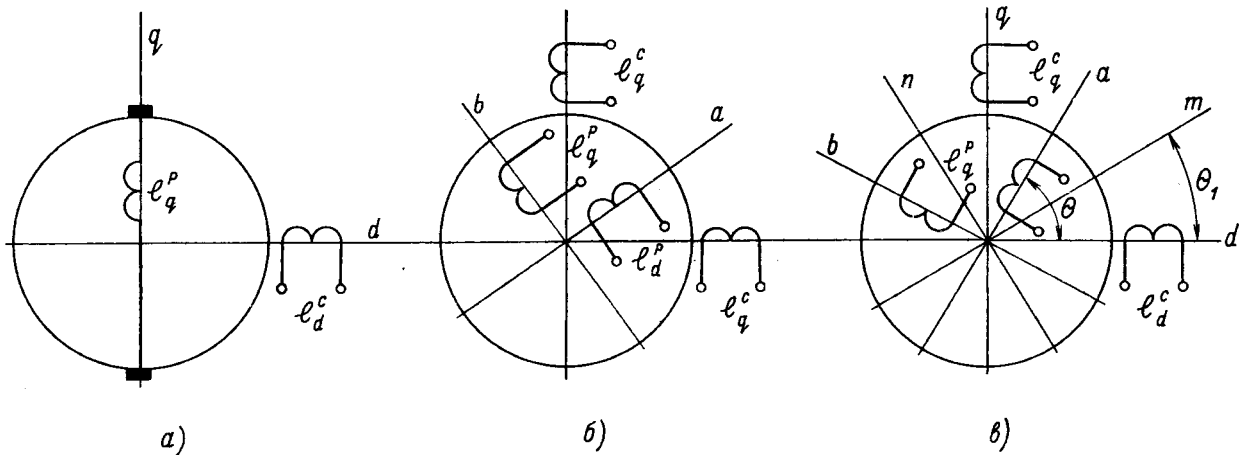


Рис. 2

1. В базисную модель вводятся недостающие элементы и удаляются излишние.

2. Находится тензор соединения отдельных элементов базисной модели и граф реальной машины.

3. Выписывается матрица элементов модели до их соединения.

4. С помощью тензора соединений определяются все полные сопротивления, токи и напряжения реальной машины.

При построении графа сопротивлений и индуктивности принимаются за ребра (дуги) графа. До объединения с вентиляльным преобразователем внешние напряжения, приближенные к зажимам, считают идеальными источниками ЭДС и вводят их в соответствующие ребра вместо сопротивлений (полных сопротивлений). Источники тока, если они имеются, вводят в узлы.

После этого (или одновременно) вводят преобразователи, а именно: полные сопротивления статора увеличиваются на внутренние полные сопротивления моделей преобразователей, а в число внешних, приложенных ЭДС включают ЭДС преобразователей [1]:

$$e = K_y x + \Delta; \quad K_y x = e^0, \quad (2)$$

где K_y — коэффициент усиления преобразователя; x — сигналы управления; Δ — пульсации квантования и шумы; e^0 — полезная составляющая ЭДС.

Тензор соединений составляется непосредственно из сравнения "старой" элементной модели и "новой" — соответствующей реальной машине. На основании уравнений первого закона Кирхгофа токи всех ребер графа i_p выражают через независимые токи i_n , располагая первые в левом столбце уравнений, а независимые токи — справа.

В матричной форме получается уравнение

$$i = C i', \quad (3)$$

где i — столбец всех токов; i' — матрица-столбец

независимых токов; C — прямоугольная матрица — тензор преобразования соединения.

Не трудно показать, что тензор соединения есть ничто иное как транспонированная матрица независимых контуров графа, полученного из матрицы инцидентий [3, 6]:

$$C = \Gamma_t. \quad (4)$$

Матрица соединения состоит из коэффициентов уравнения (4), (5), равных +1, -1 или 0. Число строк матрицы равно числу всех ребер, а число столбцов — числу независимых токов. С помощью матрицы соединений находятся все элементы и переменные "новой" модели реальной машины.

Новые параметры $Z = R + Lp$ независимых контуров в прямых и индексных обозначениях:

$$Z' = C_t Z C; \quad (5)$$

$$Z_{\mu\nu} = C_{\mu}^m C_{\nu}^n Z_{mn}. \quad (6)$$

Также преобразуется тензор взаимной индукции вращения $G = \partial L / \partial \theta$.

Вектор обобщенных сил (напряжений и моментов статического сопротивления) преобразуется по формуле

$$U' = C_t U; \quad U_{\mu} = C_{\mu}^m U_m. \quad (7)$$

Тензоры преобразования иных видов используются также и для определения других параметров новой машины [3].

Уравнения электрических контуров дополняются уравнениями механического равновесия на валу двигателя:

$$M_{ст} = R_m \omega + J \dot{\omega} + M_{э}, \quad (8)$$

где электромагнитный момент машины определяется по формуле

$$M_{э} = I_t G I. \quad (9)$$

Полное уравнение вентильной машины в самом общем виде, справедливом и для многомашинных систем, запишется в прямых обозначениях как

$$E = R\dot{x} + g\ddot{x}\Gamma\dot{x} \quad (10)$$

и в индексных —

$$e_\gamma = R_{\gamma\alpha} \frac{dx^\alpha}{dt} + g_{\gamma\alpha} \frac{d^2x^\alpha}{dt^2} - \Gamma_{\alpha\beta\gamma} \frac{dx^\alpha}{dt} \frac{dx^\beta}{dt} \quad (10a)$$

Здесь: x — электрические обобщенные координаты — заряды q , и механические координаты — углы поворота роторов θ ; g — тензор массы системы, элементами которого являются все коэффициенты инерции: истинные массы, моменты инерции, индуктивности. В геометрической интерпретации это метрический тензор физического пространства конфигурации [9]. Наконец, e_γ — все внешние воздействия, включая сигналы управления преобразователями согласно (2), Γ — геометрический объект аффинной связности (см. приложение).

Разделив электрические и механические координаты, получим уравнения напряжения в основных системах координат:

в квазиголономных неподвижных осях (коллекторные машины) — рис. 2, а:

$$E = Ri + Lp\dot{i} + G\dot{i}p\theta; p\theta = \omega; \quad (11)$$

в голономных осях, вращающихся с ротором (машины с кольцами) — рис. 2, б:

$$E = Ri + Lp\dot{i} + G\dot{i}p\theta + V\dot{i}p\theta; \quad (12)$$

в неголономных свободно вращающихся осях — рис. 2, в:

$$E = Ri + Lp\dot{i} + G\dot{i}p\theta + V\dot{i}p\varphi. \quad (13)$$

Здесь θ — угловая координата ротора; φ — координата свободно вращающихся осей.

Во всех формулах коэффициент взаимоиндукции вращения [3, 4, 10]

$$G = \Lambda_t L, \quad (14)$$

а тензор кручения

$$V = L\Lambda_t, \quad (15)$$

где Λ_t — тензор поворота;

$$\Lambda_t = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Формула момента (9) справедлива во всех системах координат.

Таким образом показано, что построение единой математической модели вентильной машины сводится к следующим изменениям в обобщенной модели электрической машины:

1. Все параметры машины, кроме входных полных сопротивлений, остаются неизменными, входные же сопротивления увеличиваются на величину эквивалентных полных сопротивлений модели преобразователя.

2. Каждое входное напряжение от источника энергии заменяется суммой двух ЭДС: детерминированной полезной ЭДС, пропорциональной сигналу управления x , и случайной составляющей, учитывающей искажения полезной составляющей квантованием и колебаниями напряжения источника энергии Δ .

Разделение входных напряжений машины на полезную составляющую и искажения не есть формальный прием, но имеет глубокие физические и математические основания. Полезная составляющая вводит в главную энергетическую цепь информационный фактор — сигнал управления, который, как правило, может описываться детерминированными функциями — непрерывными или цифровыми. Воздействие же искажений — квантований есть сложная дискретная стохастическая функция, которая в реальных системах суммируется с другими помехами и должна рассчитываться вместе с ними методами теории информации. Вместе с тем важно отметить, что предлагаемый способ выделения полезной составляющей отличается от традиционных методов фильтрации и дает более точный результат с технической точки зрения.

С учетом указанных замечаний все выводы классической "общей" теории электрических машин, основанной на тензорном анализе полностью распространяются и на вентильные машины — мутаторы.

Приложение. Коэффициенты аффинной связности Γ обусловлены вращением обмоток статора относительно ротора и характерны для нериманова пространства. Пусть $R(x)$ — радиус-вектор точки, изображающей движение динамической системы в пространстве конфигураций. Производные радиуса-вектора по обобщенным криволинейным координатам дадут векторы локального ковариантного базиса [8]:

$$r_i = \frac{\partial R}{\partial x^i}.$$

Производные этих базисных векторов по всем координатам будут коэффициентами аффинной связности первого и второго рода:

$$\Gamma_{ij;k} = \frac{\partial r_i}{\partial x^j} r_k; \quad \Gamma_{ij}^k = \frac{\partial r_i}{\partial x^j} r^k.$$

В общем случае коэффициенты аффинной связности несимметричны и разлагаются на сумму симметричных символов Кристоффеля и кососимметричного тензора кручения:

$$\Gamma_{ij;k} = [ij; k] + V_{ij;k};$$

В случае голономных систем уравнения движения сводятся к уравнениям Лагранжа второго рода, которым соответствует риманово пространство, а тензор кручения обращается в нуль.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Обобщенная модель вентильных преобразователей. — Электричество, 1993, № 3.
2. Аддингс Б. Общая теория электрических машин. — М.: Госэнергоиздат, 1960.
3. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. — М.: Госэнергоиздат, 1955.
4. Gibbs W. J. Electric machine analysis using tensors. — London: Pitman Ltd, 1967.
5. Арменский В. А., Кузина М. В. Единая теория электрических машин. — М.: РИО МИЭМ, 1975.
6. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. — М. — Л.: Энергия, 1964.

7. Копылов И. П. Электрические машины. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

8. Лурье А. И. Аналитическая механика. — М.: ГИФМЛ, 1961.

[18.01.93]

А в т о р: Булгаков Алексей Алексеевич, окончил факультет электрификации промышленности и транспорта Московского энергетического института в 1937 г. В 1966 г. в Институте проблем управления АН СССР защитил докторскую диссертацию "Теория фазового управления вентильными преобразователями тока". В настоящее время пенсионер.

Особенности расчета и применения линейных двигателей для перемещения тонкостенных стальных изделий

КОНЯЕВ А. Ю., НАЗАРОВ С. Л.

Производительность и надежность многих технологических линий и агрегатов в металлургии и машиностроении в значительной мере зависят от применения различных видов вспомогательного технологического оборудования: подающих, отводящих, ориентирующих, сортирующих и других подобных устройств. В ряде случаев эффективно использование вспомогательного технологического оборудования на основе линейных асинхронных двигателей (ЛАД). Например, известны применения ЛАД для перемещения стальных труб и листов [1–3]. При этом движущее усилие передается посредством электромагнитной связи и не зависит от сцепления роликов со стальной поверхностью. Такие двигатели оказываются незаменимыми при перемещении стальных прокатных изделий, к поверхности которых предъявляются повышенные требования (например, изделий с антикоррозионными покрытиями), а также изделий на поверхности которых попадает смазка или эмульсия.

В ряде случаев удается повысить производительность подающих и отводящих устройств. Опыт разработки и применения ЛАД для перемещения стальных прокатных изделий показывает, что в тех случаях, когда толщина стали превышает

глубину проникновения поля (на частоте 50 Гц — это 2 мм и более), технико-экономические показатели ЛАД сопоставимы с показателями электроприводов с вращающимися двигателями (например, рольганговыми двигателями серии АР). В то же время вопрос о целесообразности применения ЛАД для перемещения стальных изделий с меньшей толщиной (до 2 мм) остается открытым в значительной мере из-за отсутствия методик расчета таких двигателей и недостатка экспериментальных данных. В статье авторы стремились восполнить этот пробел.

При расчете рассматриваемых ЛАД с ферромагнитным вторичным элементом (ВЭ) необходимо учитывать как эффекты, обусловленные разомкнутостью магнитопровода, так и особенности ферромагнитного массива, в частности зависимость его свойств от частоты и значения вторичных токов. По мнению авторов, наиболее подходящим в этом случае является численный метод расчета на основе детализированных магнитных и электрических схем замещения, развиваемый на кафедре общей электротехники Уральского политехнического института [1, 4]. Магнитная цепь машины в рассматриваемом методе моделируется сеткой

магнитных сопротивлений, соответствующий выбор которых позволяет учесть любые виды магнитной несимметрии. При рассмотрении установившихся режимов работы первичные и вторичные токи ЛАД представлены в магнитной схеме замещения в виде комплексных магнитодвижущих сил (МДС) участков индуктора и ВЭ (наиболее удобно длину участков принимать равной длине зубцового деления индуктора t_{z1}).

Первичные МДС связаны с напряжениями источника питания уравнениями электрического состояния, учитывающими реальную схему соединения обмотки. Комплексные вторичные МДС определяются как суммы токов электрических цепных схем замещения участков ферромагнитного вторичного элемента, параметры которых определяются исходя из частотных характеристик последнего. Такой подход позволяет учесть нелинейную зависимость сопротивления стали как от частоты, так и от значения вторичных токов (или, что то же самое, от напряженности магнитного поля). Например, использование универсальных выражений для глубины проникновения электромагнитной волны и комплексного электрического сопротивления стали, предложенных проф. Л. Р. Нейманом:

$$\Delta = \sqrt{2/\omega\mu_e\gamma}; \tag{1}$$

$$\underline{z}_2 = (1 + j \cdot 0,6) \frac{L}{t_{z1}} \sqrt{\mu_e\omega/\gamma} \tag{2}$$

при учете двух параллельных ветвей в цепной электрической схеме замещения позволяет получить такие параметры: $r_{1,0} = 4,87 \cdot 10^{-5}$ Ом; $r_{2,0} = 15,72 \cdot 10^{-5}$ Ом; $L_{1,0} = 8,09 \cdot 10^{-7}$ Гн; $L_{2,0} = 1,19 \cdot 10^{-7}$ Гн; за базисные величины приняты отношение длины участка к его ширине

$(L/t_{z1} = 1)$ и значение $\sqrt{\mu_e/\gamma} = 0,535 \cdot 10^{-5}$ Ом \cdot с^{0,5}, соответствующее напряженности магнитного поля на поверхности массива $H_{e0} = 10^4$ А/м [4]. Эти параметры корректируются в процессе расчетов в зависимости от получаемого значения H_e на участках ВЭ.

Однако положенное в основу выражений Л. Р. Неймана допущение о плоской электромагнитной волне не удовлетворяет всем встречающимся в практике проектирования ЛАД случаям. Например, в [5] показано, что такое допущение ведет к существенным погрешностям при расчете ЛАД в области малых τ (менее 100 мм) и малых частот ($f_2 < 30$ Гц). В [5] рекомендуется использовать в этом случае глубину проникновения, определяемую выражением

$$\Delta' = 1/\text{Re} \left| \sqrt{(\pi/\tau)^2 + j\omega\mu_e\gamma} \right|, \tag{3}$$

и соответствующее комплексное электрическое сопротивление стального массива.

Описанные подходы к определению параметров стального ВЭ корректны только в том случае, когда электромагнитная волна полностью затухает в массиве. Это условие не соблюдается, если вторичным элементом ЛАД является стальной лист с толщиной, меньшей двойной глубины проникновения. Следует заметить, что задача о проникновении пространственно периодической (синусоидальной) электромагнитной волны в тонкий стальной лист в значительной мере специфична для ЛАД и поэтому не нашла достаточного отражения в публикациях, посвященных определению параметров массивных роторов электрических машин.

Для отыскания параметров рассматриваемого ВЭ ЛАД решалась задача о распространении пространственно синусоидальной волны поля в тонкий стальной лист и воздушное полупространство за ним при следующих допущениях.

1. Расчет поля производился в декартовой системе координат, неподвижной относительно ВЭ (ось z ориентирована по направлению вторичных токов, а ось y — в глубину ВЭ). Движение моделируется соответствующим изменением частоты $\omega = 2\pi f_2$.

2. Электромагнитное поле в ВЭ полагается двумерным, причем векторы индукции и напряженности магнитного поля имеют по две составляющие B_x, B_y, H_x, H_y , а напряженность электрического поля, плотность тока и векторный магнитный потенциал по одной.

3. Все величины, характеризующие электромагнитное поле, изменяются во времени по синусоидальному закону, что позволяет представить их в комплексной форме.

4. Гистерезис учитывается введением комплексной магнитной проницаемости $\underline{\mu} = \mu e^{-j\delta}$.

При указанных допущениях задача о распределении электромагнитного поля в ВЭ сводится к решению нелинейного дифференциального уравнения

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} - j\omega\underline{\mu}\gamma A_z = 0 \tag{4}$$

со следующими граничными условиями.

1. На поверхности ВЭ, обращенной к индуктору ($y = 0$) задается синусоидальное распределение векторного магнитного потенциала:

$$A_z|_{y=0} = A_{zms} \sin(\pi x/\tau), \tag{5}$$

моделирующее пространственную периодичность поля в воздушном зазоре машины.

2. На обратной стороне стального листа ($y = d$, где d — толщина листа) граничное условие задается с учетом возможности проникновения части магнитного потока в воздух:

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} + j \frac{\omega}{z_{вE}} A_z = 0. \quad (6)$$

где $z_{вE} = j\omega\mu_0\pi/\tau$ — волновое сопротивление воздушного полупространства. Такое граничное условие позволяет исключить из расчетной области воздушное полупространство за стальным ВЭ.

3. Граничные условия на боковых поверхностях участка ВЭ длиной, равной половине полюсного деления, определяются условиями симметрии:

$$A_z|_{x=0} = 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} A_z|_{x=\tau/2} = 0. \quad (8)$$

Для решения уравнения (4) использовались два метода: метод конечных элементов (МКЭ) и метод идеализированных слоев. При этом в первом случае возможен учет изменения магнитной проницаемости по всему сечению ВЭ ($\mu = f(x, y)$), а во втором — только изменения μ по глубине массива ($\mu = f(y)$).

В работе применялся МКЭ с треугольными элементами и линейной интерполяцией векторного магнитного потенциала в них. Для таких конечных элементов напряженность электрического поля представляет линейную функцию координат x и y , а напряженность, индукция магнитного поля и параметры среды μ , γ , δ в пределах одного элемента остаются постоянными. Решение уравнения (4) сводится к нахождению значений векторного магнитного потенциала в узлах сетки — вершинах треугольников, составляющих ВЭ. Нелинейность свойств стали учитывалась итерационным уточнением значений магнитной проницаемости в каждом элементе по кривой намагничивания.

По результатам расчета поля находилось волновое сопротивление ВЭ в виде отношения действующих значений пространственных гармоник напряженностей электрического и магнитного полей на его поверхности:

$$z_{2E} = \frac{E_z}{H_x} \Big|_{y=0}. \quad (9)$$

При синусоидальном распределении E_z по поверхности массива (обусловленном граничным условием 1) распределение H_x для насыщенных

ВЭ отличалось от синусоидального. Поэтому в (9) подставлялось действующее значение эквивалентной синусоиды H_x , рассчитываемой из условия равенства полных мощностей. При этом сопряженный комплекс напряженности магнитного поля на поверхности ВЭ определялся по выражению

$$H_x|_{y=0} = \frac{\underline{S}}{E_z|_{y=0}}, \quad (10)$$

где \underline{S} — полная мощность потока энергии, проходящего в стальной лист и воздушное пространство за ним:

$$\underline{S} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau/2} \int_0^d [\gamma E_z + j\omega\mu H^2] dx dy + \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau/2} \frac{\omega A_z^2}{z_{вE}} dx \Big|_{x=d}. \quad (11)$$

Применение МКЭ позволяет получить сопротивление ВЭ при минимуме допущений, однако трудоемкость этого метода весьма высока. Поэтому он использовался главным образом для оценки корректности других методов расчета и уточнения областей их применения.

Расчет параметров ВЭ методом идеализированных слоев (известным в литературе также под названием метода четырехполюсников) заключается в представлении ВЭ в виде слоев, параллельных воздушному зазору. Математическая сторона метода состоит в получении аналитического решения линеаризованного уравнения (4), записанного для каждого слоя. Линеаризация уравнения — предположение о постоянстве магнитной проницаемости в пределах слоя наряду с предположением о синусоидальном изменении векторного магнитного потенциала на поверхности ВЭ обуславливают синусоидальную зависимость от x неизвестной функции \dot{A}_z :

$$\dot{A}_z = \dot{A}_{zm} e^{-j\pi x/\tau}. \quad (12)$$

При этом уравнение (4) упрощается:

$$\frac{\partial^2 A_{zm}}{\partial y^2} - \beta^2 A_{zm} = 0, \quad (13)$$

где $\beta = \sqrt{(\pi/\tau)^2 + j\omega\mu\gamma}$ — коэффициент распространения волны.

Решение уравнения (13) для i -го слоя толщиной d_i записывается в виде

$$A_{zmi} = A_{zmsi} \frac{\frac{\beta_i}{\mu_i} \operatorname{ch} \beta_i(d_i - y) + \frac{\beta_{i+1}}{\mu_{i+1}} \operatorname{sh} \beta_i(d_i - y)}{\frac{\beta_i}{\mu_i} \operatorname{ch} \beta_i d_i + \frac{\beta_{i+1}}{\mu_{i+1}} \operatorname{sh} \beta_i d_i}, \quad (14)$$

где \dot{A}_{zmsi} — амплитуда векторного магнитного потенциала на поверхности i -го слоя (i — номер слоя, начиная с поверхности ВЭ).

Волновое сопротивление i -го слоя

$$z_{Ei} = \frac{E_{zmsi}}{H_{zmsi}} = -j\omega\mu_i \dot{A}_{zmsi} / \frac{\partial \dot{A}_{zmsi}}{\partial y}$$

с учетом (14) преобразуется к виду

$$z_{Ei} = z_{i0} \frac{z_{i0} \operatorname{th} \beta_i d_i + z_{Ei+1}}{z_{i0} + z_{Ei+1} \operatorname{th} \beta_i d_i}, \quad (15)$$

где $z_{i0} = j\omega \frac{\mu_i}{\beta_i}$ — волновое сопротивление полупространства с параметрами i -го слоя (μ_i, γ_i).

Таким образом, полное сопротивление многослойного ВЭ z_{2E} определяется по формуле (15) для всех его слоев, начиная с предпоследнего. При этом полагалось, что сопротивление последнего слоя (в нашем случае воздушного полупространства z_{bE}) известно. Как уже отмечено, магнитная проницаемость μ полагалась постоянной в пределах слоя, однако ее изменение по толщине стального листа уточнялось по кривой намагничивания методом последовательных приближений.

Если предполагать магнитную проницаемость постоянной по всей толщине листа и учитывать в расчете только два слоя (слой стали и слой воздуха), то выражение (15) преобразуется к виду

$$z_{2E} = z_{cE} \frac{z_c E \operatorname{th} \beta d + z_{bE}}{z_{cE} + z_{bE} \operatorname{th} \beta d}, \quad (16)$$

или

$$z_{2E} = z_{cE} k_0, \quad (17)$$

где z_{cE} — волновое сопротивление стального полупространства; k_0 — комплексный поправочный коэффициент:

$$k_0 = k_0 e^{j\varphi_0} = \frac{z_c E \operatorname{th} \beta d + z_{bE}}{z_{cE} + z_{bE} \operatorname{th} \beta d}. \quad (18)$$

Следует отметить, что сопротивление ВЭ может быть представлено выражением (17) и при учете непостоянства магнитной проницаемости, однако в этом случае комплексный коэффициент k_0 может быть получен только численным методом, например, МКЭ методом идеализированных слоев.

Сопоставление параметров стального ВЭ ЛАД с $\tau = 0,05$ м, рассчитанных методами конечных элементов и идеализированных слоев (рис. 1), показывает хорошее качественное совпадение результатов. Расхождение кривых на границе рассмотренной области не превышает 15 % для z_{2E}

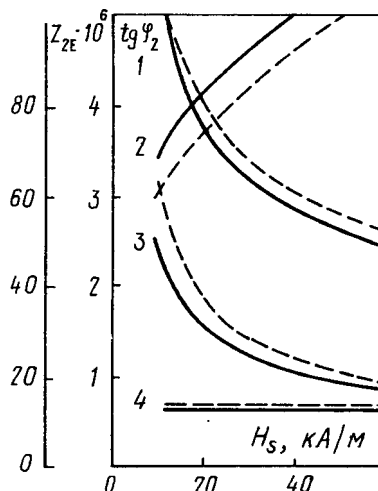


Рис. 1. Зависимости z_{2E} (1, 3) и $\operatorname{tg} \varphi_2$ (2, 4) от напряженности магнитного поля на поверхности ВЭ при толщине ВЭ 20 мм (1, 4) и 1 мм (2, 3): — — — расчет по предложенному методу; - - - - расчет при допущении плоской волны поля; · · · · эксперимент

и 10 % для $\operatorname{tg} \varphi_2$. Удовлетворительное для инженерной практики совпадение результатов свидетельствует о приемлемости допущения о постоянстве магнитной проницаемости по длине ВЭ и позволяет рекомендовать для расчетов метод идеализированных слоев. При выходе параметров ЛАД за границы исследованной области (например, при $\tau < 0,05$ м и $H_s < 10$ кА/м) сопротивления ВЭ можно скорректировать расчетами по МКЭ.

На рис. 2 показаны рассчитанные методом идеализированных слоев зависимости k_0 и $\operatorname{tg} \varphi_0$ от d/Δ при частоте 50 Гц и напряженности поля на поверхности массива $H_s = 20$ кА/м для различных полюсных делений. Как видно, применение решения для плоской волны ($\tau = \infty$) для ЛАД в случае малой толщины стального ВЭ (реально для $d/\Delta < 1,5$) может приводить к прямо противоположным результатам.

О принципиальном расхождении результатов расчета ЛАД с тонким стальным ВЭ описанным методом и при допущении о плоской волне свидетельствуют и зависимости $\cos \varphi = f(d/\Delta)$, показанные на рис. 3. В то же время расчет $\cos \varphi$ ЛАД по методу идеализированных слоев с учетом конечного размера полюсного деления хорошо согласуется с экспериментальными данными.

Таким образом, проведенные исследования доказали правомерность использования методики расчета параметров тонкого стального ВЭ на основе метода идеализированных слоев. Эта методика реализована в виде подпрограммы к программам расчета кругового аналога ЛАД на основе электрической Т-образной схемы замещения и расчета на основе детализированных магнитных и электрических схем замещения. При этом переход от полу-

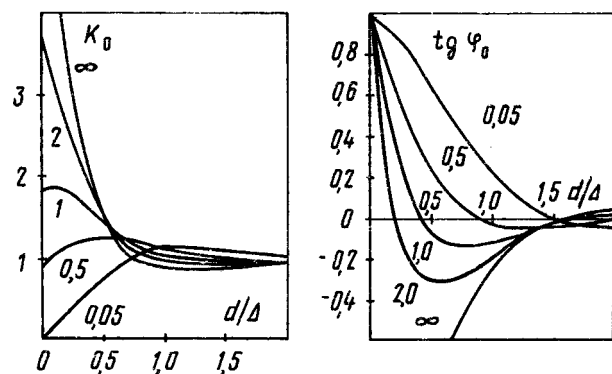


Рис. 2. Зависимости K_0 и $\operatorname{tg} \varphi_0$ от отношения d/Δ при различных значениях полюсных делений ЛАД (показаны цифрами в м)

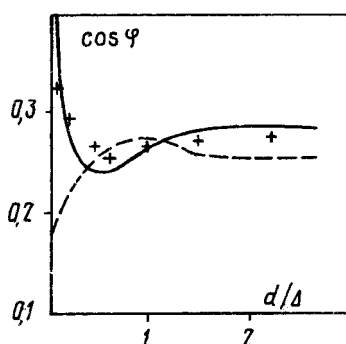


Рис. 3. Зависимости $\cos \varphi = f(d/\Delta)$: — — — расчет МКЭ; - - - - расчет методом идеализированных слоев

чаемого в расчете волнового сопротивления \underline{z}_E к полным электрическим сопротивлениям схем замещения осуществляется следующим образом: для Т-образной схемы замещения с учетом приведения

$$\underline{z}_2 = \frac{m(w_1 k_w)^2}{2p k_{\pi} s} \underline{z}_E; \quad (19)$$

для детализированных схем замещения при шаге разбиения по длине ВЭ, равном зубцовому делению индуктора t_{z1} :

$$\underline{z}_{2tz} = R_{2tz} + j\omega s L_{2tz} = \frac{qm}{4k_{\pi}} \underline{z}_E, \quad (20)$$

где m , $2p$ — число фаз и число полюсов обмотки индуктора; w_1 , k_w — число последовательно соединенных витков и обмоточный коэффициент обмотки; q — число пазов на полюс и фазу; s — скольжение; k_{π} — коэффициент, учитывающий относительную ширину ЛАД и поперечный краевой эффект.

Представление параметров участка стального ВЭ по выражению (20) соответствует моделированию такого участка одной параллельной ветвью электрической цепной схемы замещения. Как показали предыдущие исследования (например,

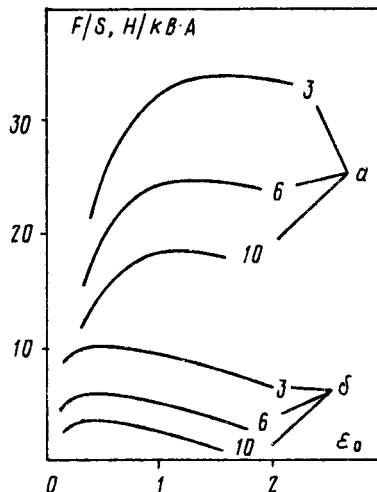


Рис. 4. Удельные показатели спроектированных ЛАД для перемещения стальных листов толщиной 3 мм (а) и 1 мм (б) (цифрами показаны размеры воздушного зазора между индуктором и листом δ ; ϵ_0 — электромагнитная добротность ЛАД)

[4]), такое представление участков ВЭ допустимо при повышенных скольжениях ($s = 0,5 \div 1,0$). При необходимости расчета малых скольжений участок ВЭ необходимо моделировать цепной электрической схемой замещения с двумя-тремя параллельными ветвями. Получаемые по выражениям (19) и (20) значения параметров ВЭ в ходе расчетов корректируются с учетом реально получаемых значений напряженности магнитного поля на поверхности стального листа.

Разработанные методики расчета применялись при проектировании ЛАД для перемещения тонких стальных листов, а также тонкостенных стальных труб. Удельные показатели для одного из вариантов проекта ЛАД для подачи стальных листов показаны на рис. 4. Следует обратить внимание на существенное различие в расположении экстремумов показанных зависимостей для листов толщиной 1 и 3 мм. Это означает, что индуктор ЛАД, спроектированный на максимум показателя F/s для перемещения толстых стальных листов не может применяться для подачи тонколистовой стали.

Как показывают расчеты, тягового усилия F и показатель F/s падают при этом более чем в 10 раз (например, для $\tau = 102$ мм и $\delta = 10$ мм для указанных условий при переходе от $d_2 = 3$ мм к $d_2 = 1$ мм усилие уменьшалось в 10,4 раза, а показатель F/s в 11,3 раза. Сказанное объясняет имевшиеся в практике авторов неудачные попытки применения ЛАД, разработанных для подачи стальных прокатных изделий с $d_2 > 2$ мм, для перемещения тонкостенных труб и листов. В то же время проектирование ЛАД с учетом особенностей распределения электромагнитного поля в тонком стальном ВЭ позволяет создать двигатели с прием-

лемыми технико-экономическими показателями. Экстремумы зависимостей $F/s(\epsilon_0)$ смещаются в область меньших ϵ_0 .

При неизменных геометрических размерах ЛАД снижение добротности практически может быть достигнуто снижением электромагнитных нагрузок двигателя, то есть уменьшением напряженности магнитного поля на поверхности ВЭ. Как видно из рис. 4, максимальные показатели F/s для $d_2 = 1$ мм снижаются всего в 3–4 раза по сравнению с максимальными показателями F/s при $d_2 = 3$ мм, что соответствует аналогичному снижению усилия. С учетом соответствующего снижения массы перемещаемых тонкостенных стальных изделий удается получить ускорения и производительность загрузочно-подающих устройств при $d_2 = 1$ мм на уровне аналогичных устройств для $d_2 = 3–5$ мм.

Указанные рекомендации были использованы при разработке загрузочно-подающих устройств для перемещения стальных листов толщиной 1–2 мм к гильотинным ножницам [6]. При необходимости обработки на одном агрегате широкой номенклатуры листов при проектировании ЛАД для вспомогательного технологического оборудования может быть найдено компромиссное решение (на рис. 4 такой компромисс соответствует $\epsilon_0 \approx 0,8$).

Таким образом, произведенные научно-исследовательские работы позволили не только уточнить методику расчета ЛАД с тонким стальным ВЭ, но и создать загрузочно-подающие устройства на основе ЛАД для тонкостенных стальных изделий с приемлемыми технико-экономическими показателями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Линейные** двигатели для перемещения труб в трубопрокатном производстве / А. Ю. Коняев, В. С. Проскуряков, Ф. Н. Саранулов и др. – ЭП. Электрические машины, 1979, № 4 (98).
2. **Васильев Л. А., Дудник М. З.** Особенности расчета линейных асинхронных двигателей для двухкоординатного манипулирования массивными стальными листами. – Электричество, 1986, № 8.
3. **Stacking blanks on the fly / I. Vaccari** – Amer. Mach., 1989, No. 2, pp. 52–53.
4. **Особенности** расчета характеристик линейного асинхронного двигателя с массивным магнитопроводом / А. Ю. Коняев, В. С. Проскуряков, М. Г. Резин и др. – Электричество, 1983, № 8.
5. **Отарков Е. М., Русов В. А.** Повышение точности расчета линейных асинхронных двигателей с ферромагнитным рабочим телом. – Электричество, 1981, № 11.
6. **А. с. 1484484 (СССР).** Установка для разделения листового материала / А. Ю. Коняев, В. Н. Удинцев, М. В. Юрченко и др. Оpubл. в Б. И., 1989, № 21.

[26.03.92]

А в т о р ы : Коняев Андрей Юрьевич в 1972 г. окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института (УПИ, Екатеринбург), в 1979 г. защитил в УПИ кандидатскую диссертацию на тему "Исследование линейных асинхронных двигателей с массивной ферромагнитной вторичной частью". В настоящее время – доцент кафедры общей электротехники Уральского государственного технического университета (бывш. УПИ).

Назаров Сергей Леонардович в 1979 г. окончил электротехнический факультет УПИ. В 1990 г. защитил в УПИ кандидатскую диссертацию на тему "Линейные асинхронные машины с повышенными электромагнитными нагрузками на вторичном элементе с массивным ферромагнитным сердечником". В настоящее время – старший преподаватель кафедры общей электротехники Уральского государственного технического университета (бывш. УПИ).

Индуктивность лобовых частей однослойной обмотки линейных индукционных

МАШИН

ПАРТС И. Р.

Правильный учет параметров схемы замещения актуален для всех линейных индукционных машин (ЛИМ) с разомкнутым магнитопроводом. При расчетах ЛИМ нельзя рекомендовать пользоваться схемой замещения, состоящей из одной фазы. Последняя схема замещения широко применяется в случае трехфазных машин с короткозамкнутым ротором [1]. В случае ЛИМ приходится пользо-

ваться трехфазной схемой замещения, так как параметры отдельных фаз заметно отличаются друг от друга [2].

В упомянутых ЛИМ индуктивное сопротивление лобовых частей χ_l и индуктивное сопротивление намагничивания χ_m [2] имеют примерно одинаковые значения. Если в настоящее время можно

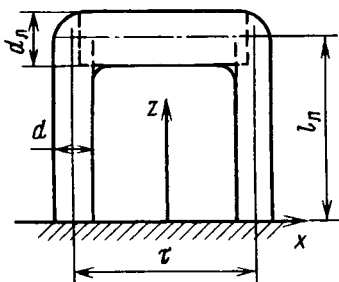


Рис. 1

считать, что методы расчета индуктивного сопротивления намагничивания доведены до достаточного уровня, то этого нельзя сказать относительно x_l . В [3] для расчета x_l двухслойных обмоток асинхронных машин использован метод участков с заменой реальной лобовой части первичной обмотки статора тремя прямоугольными участками, изображенными на рис. 1 пунктиром. В статье рассматриваются лобовые части однослойных обмоток ЛИМ при следующих допущениях.

Лобовые части катушек считаем бесконечно тонкими проводниками, расположенными по осям прямоугольных участков, показанных на рис. 1. При этом допускается, что прямоугольный аксиальный (по координате z) и тангенциальный (по координате x) участки лобовых частей создают магнитное поле, характер распределения которого не отличается от магнитного поля, созданного тонким и длинным проводом. Максимальное значение магнитной индукции, созданной аксиальным участком катушки, определяется ее расчетным диаметром d , приравненным ширине паза, а магнитная индукция, созданная тангенциальным участком катушки, определена ее расчетным диаметром d_l (рис. 1).

Принятое допущение, что магнитное поле, созданное тангенциальными участками лобовых частей, не проникает в пакет индуктора (т. е. распределение магнитного поля не зависит от окружающих лобовые части ферромагнитных сред), может быть оправдано большим удалением этих участков от ферромагнитных сред. Тогда лишь незначительная доля магнитного потока, созданного тангенциальными участками лобовых частей, проникает в пакет индуктора, и поэтому ею можно пренебречь. Здесь необходимо отметить, что допущение о бесконечно тонком проводе компенсирует неучет влияния ферромагнитной среды на значение магнитного потока, созданного лобовой частью катушек однослойной обмотки. Если расстояние l_l (рис. 1) является небольшим, то нельзя пренебрегать проникновением рассматриваемого магнитного потока в пакет индуктора [6] из электротехнической листовой стали.

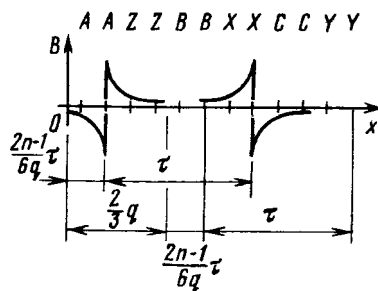


Рис. 2

Изложенная методика расчета индуктивного сопротивления лобовых частей однослойных обмоток ЛИМ позволяет оценивать влияние ее конечной длины (в продольном направлении) на значение x_l .

Обозначим буквами A, B, C начальные стороны и буквами X, Y, Z конечные стороны катушек в схеме их расположения (рис. 2) в однослойной обмотке линейного индуктора. Следовательно, комплексная амплитуда магнитной индукции, обусловленная током в n -й катушке фазы A (рис. 2), в соответствующих зонах может быть определена следующими выражениями:

при $x < (2n - 1)\tau/6q$; $0 < z < l_l$:

$$B_{лAm} = \frac{w_{A1}\mu_0}{2\pi} I_{Am} \left[\frac{1}{\frac{d}{2} + \left[\frac{2n-1}{6q} + 1 \right] \tau - x} - \frac{1}{\frac{d}{2} + \frac{2n-1}{6q} \tau - x} \right]; \quad (1)$$

при $(2n - 1)\tau/6q < x < \tau + (2n - 1)\tau/6q$; $0 < z < l_l$:

$$B_{лAm} = \frac{w_{A1}\mu_0}{2\pi} I_{Am} \left[\frac{1}{\frac{d}{2} + \left[\frac{2n-1}{6q} + 1 \right] \tau - x} + \frac{1}{\frac{d}{2} - \frac{2n-1}{6q} \tau + x} + \frac{1}{\frac{d_l}{2} + l_l - z} \right]; \quad (2)$$

при $\tau + (2n - 1)\tau/6q < x$; $0 < z < l_l$:

$$B_{лAm} = \frac{w_{A1}\mu_0}{2\pi} I_{Am} \left[\frac{1}{\frac{d}{2} + x - \frac{2n-1}{6q} \tau} - \frac{1}{\frac{d}{2} + x - \left[\frac{2n-1}{6q} + 1 \right] \tau} \right]. \quad (3)$$

Здесь τ — длина полюсного деления; q — число пазов на полюс и фазу; l_l — длина лобовых частей

в аксиальном направлении; w_{A1} — число витков в катушке обмотки индуктора; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха; I_{Am} — комплексная амплитуда тока в обмотке фазы A .

Комплексные амплитуды магнитной индукции, обусловленные током в n -й катушке фаз B и C , определяются подобным же образом.

После определения магнитного потока, сцепляющегося с катушками фазы A , и ЭДС, наведенной этим же потоком в лобовых частях катушек фазы A , можно определить комплексное сопротивление лобовых частей при асимметричной системе токов в обмотке индукционной машины с разомкнутым магнитопроводом:

$$Z_{лA} = j\omega w_{A1} \frac{\dot{\Phi}_{AAm} + \dot{\Phi}_{ABm} + \dot{\Phi}_{ACm}}{I_{Am}}, \quad (4)$$

где ω — угловая частота тока в обмотке индуктора;

$\dot{\Phi}_{AAm}$, $\dot{\Phi}_{ABm}$, $\dot{\Phi}_{ACm}$ — комплексные амплитуды магнитных потоков, сцепляющихся с катушками фазы A и обусловленных, соответственно, токами в фазах A , B и C .

С учетом (1)–(4), комплексное сопротивление лобовых частей фазы A $Z'_{лA}$ (обмотки индукционной машины с замкнутым магнитопроводом, т. е. бесконечно длинной ЛИМ) при симметричной системе токов является чисто реактивным, т. е.

$$Z'_{лA} = jx_{л}. \quad (5)$$

В выражении (4) активная составляющая учитывает перераспределение активной мощности между фазами обмотки индуктора благодаря взаимной индукции между лобовыми частями катушек обмоток разных фаз. Активная мощность передается из одной фазы в другую. Поэтому активная составляющая комплексного сопротивления, обусловленная магнитным потоком рассеяния вокруг лобовых частей, имеет в разных фазах либо положительное, либо отрицательное значение. Активная энергия поступает из сети по той фазе, которая имеет положительную активную составляющую комплексного сопротивления ($Z_{лA}$ или $Z_{лB}$ или $Z_{лC}$), и возвращается в сеть по фазам, имеющим отрицательные активные составляющие комплексных сопротивлений $Z_{лA}$ или $Z_{лB}$ или $Z_{лC}$.

Комплексное сопротивление $Z_{лA}$ лобовых частей фазы A индукционной машины с разомкнутым магнитопроводом и реактивное сопротивление

$x_{л}$ определены при одних и тех же допущениях по одной и той же методике, поэтому для качественного анализа влияния конечности длины индуктора целесообразно пользоваться относительными величинами.

Комплексные сопротивления, обусловленные рассеянием магнитного поля вокруг лобовых частей ЛИМ с разомкнутым магнитопроводом могут быть выражены следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Z_{лA} &= r_{лA} + jx_{лA} = \\ &= x_{л} k_{ллA} + jx_{л} k_{ллA'}; \\ Z_{лB} &= r_{лB} + jx_{лB} = \\ &= x_{л} k_{ллB} + jx_{л} k_{ллB'}; \\ Z_{лC} &= r_{лC} + jx_{лC} = \\ &= x_{л} k_{ллC} + jx_{л} k_{ллC'} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $r_{лA}$, $r_{лB}$, $r_{лC}$ и $x_{лA}$, $x_{лB}$, $x_{лC}$ являются, соответственно, активными и реактивными составляющими комплексных сопротивлений, обусловленных рассеянием магнитного поля вокруг лобовых частей обмоток соответствующих фаз.

Все упомянутое позволяет учитывать равенство между магнитными потоками самоиндукции в разных фазах данной обмотки (рис. 2), а также равенство между соответствующими магнитными потоками взаимоиндукции при разных амплитудах фазных токов трехфазной системы питания и определять относительные значения $k_{ллA}$, $k_{ллB}$, $k_{ллC}$ и $k_{ллA'}$, $k_{ллB'}$, $k_{ллC'}$ по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} k_{ллA} &= \left[k_{AC} \frac{w_{C1}}{w_{A1}} \frac{S_A}{2} - k_{AB} \frac{w_{B1}}{w_{A1}} \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{C_A S_B + C_B S_A}{4} \right] \left[\frac{I_{Cm}}{I_{Am}} \right]^2; \\ k_{ллB} &= - \left[k_{AC} \frac{w_{C1}}{w_{B1}} \frac{S_A}{2} - k_{AB} \frac{w_{A1}}{w_{B1}} \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{C_A S_B + C_B S_A}{4} \right] \left[\frac{I_{Cm}}{I_{Bm}} \right]^2; \\ k_{ллC} &= k_{AC} \frac{w_{B1}}{w_{C1}} \frac{S_B}{2} - k_{AC} \frac{w_{A1}}{w_{C1}} \frac{S_A}{2}; \end{aligned}$$

$$k_{\text{л}A} = \left[k_{AA} \left(\frac{I_{Am}}{I_{Cm}} \right)^2 - k_{AB} \frac{w_{B1}}{w_{A1}} \times \right. \\ \left. \times \frac{C_A C_B - S_A S_B}{4} + k_{AC} \frac{w_{C1}}{w_{A1}} \frac{C_A}{2} \right] \times \\ \times \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Am}} \right)^2;$$

$$k_{\text{л}B} = \left[k_{AA} \left(\frac{I_{Bm}}{I_{Cm}} \right)^2 - k_{AB} \frac{w_{A1}}{w_{B1}} \times \right. \\ \left. \times \frac{C_A C_B - S_A S_B}{4} + k_{AC} \frac{w_{C1}}{w_{B1}} \frac{C_B}{2} \right] \times \\ \times \left(\frac{I_{Cm}}{I_{Bm}} \right)^2;$$

$$k_{\text{л}C} = k_{AA} + \frac{w_{A1}}{w_{C1}} \frac{C_A}{2} k_{AC} + \frac{w_{B1}}{w_{C1}} \frac{C_B}{2} k_{AC} \quad (7)$$

где w_{B1}, w_{C1} — число витков в катушке обмоток, соответственно, фаз B и C ; I_{Bm}, I_{Cm} — амплитуды токов в обмотках, соответственно, фаз B и C ; C_A, C_B, S_A, S_B — коэффициенты, определяемые по следующим выражениям [2]:

$$\left. \begin{aligned} C_A &= 1 + \left[\frac{I_{Am}}{I_{Cm}} \right]^2 - \left[\frac{I_{Bm}}{I_{Cm}} \right]^2; \\ C_B &= 1 + \left[\frac{I_{Bm}}{I_{Cm}} \right]^2 - \left[\frac{I_{Am}}{I_{Cm}} \right]^2; \\ S_A &= \sqrt{4 \left[\frac{I_{Am}}{I_{Cm}} \right]^2 - C_A^2}; \\ S_B &= \sqrt{4 \left[\frac{I_{Bm}}{I_{Cm}} \right]^2 - C_B^2}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В приведенных выражениях индексы фаз стро-

го соответствуют расположению фаз, изображенному на рис. 2.

Коэффициенты k_{AA}, k_{AB} и k_{AC} определяются при $q = 1$ ($p = 1$) и $q = 2$ ($p \geq 1$) соотношениями коэффициентов магнитной проводимости лобовой части обмотки:

$$\left. \begin{aligned} k_{AA} &= \frac{\lambda_{AA} + (p-1)\lambda'_{AA}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}; \\ k_{AB} &= \frac{\lambda_{AB} + (p-1)\lambda'_{AB}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}; \\ k_{AC} &= \frac{\lambda_{AC} + (p-1)\lambda'_{AC}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

при $q = 1$ ($p \geq 2$)

$$\left. \begin{aligned} k_{AA} &= \frac{\lambda_{AA} + (p-2)\lambda'_{AA}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}; \\ k_{AB} &= \frac{\lambda_{AB} + (p-2)\lambda'_{AB}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}; \\ k_{AC} &= \frac{\lambda_{AC} + (p-2)\lambda'_{AC}}{p(\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC})}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $\lambda_{AA}, \lambda_{AB}, \lambda_{AC}$ — коэффициенты магнитной проводимости при $p = 1$; $\lambda'_{AA}, \lambda'_{AB}, \lambda'_{AC}$ — те же коэффициенты при замкнутом магнитопроводе при $p = 1$. Соответствующие выражения приведены в табл. 1.

Коэффициенты $k_d, k_t, k_{\text{л}}$ определяются по выражениям:

$$k_d = \frac{d}{2t_3}; \quad k_t = \frac{t_3}{l}; \quad k_{\text{л}} = \frac{d}{2l} \quad (11)$$

где t_3 — длина зубцового деления индуктора.

При замкнутом магнитопроводе в случае одинакового числа витков в катушках обмоток фаз образуется симметричная система токов прямой последовательности. Следовательно, в этом случае индуктивное сопротивление лобовых частей $x_{\text{л}}$ равно

$$x_{\text{л}} = 2\omega w_{A1}^2 l p (\lambda'_{AA} + \lambda'_{AC}). \quad (12)$$

Сопротивления намагничивания, обусловленные магнитным полем в зазоре индукционной машины с разомкнутым магнитопроводом при отсутствии вторичной электропроводящей среды, являются

Таблица 1

Значение q	Выражения для коэффициентов магнитной проводимости				
	λ_{AA}	λ_{AB}	λ_{AC}	λ'_{AA}	$\lambda'_{AB} = \lambda'_{AC}$
1 (при $p=1$)	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+3)^2}{k_d^2} + 3k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\frac{(k_d+2)^2}{(k_d+1)(k_d+5)} - k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+2)(k_d+4)}{(k_d+1)^2} + 2k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+3)^4}{k_d^2(k_d+6)^2} + 3k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+2)^2(k_d+4)^2}{(k_d+1)^2(k_d+5)^2} - k \ln \frac{k+1}{k} \right]$
1 (при $p \geq 2$)	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+3)^6}{k_d^4(k_d+6)^2} + 6k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+2)^{4x}}{(k_d+1)^{3x}} \rightarrow \frac{x(k_d+4)^2}{x(k_d+5)^3} - 2k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+2)^{3x}}{(k_d+1)^{4x}} \rightarrow \frac{x(k_d+5)^2}{x(k_d+4)} + 4k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	То же	То же
2 (при $p \geq 1$)	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+5)^{2x}}{k_d^{4x}} \rightarrow \frac{x(k_d+6)^6}{x(k_d+1)^4} + 22k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+4)^{5x}}{(k_d+1)^x} \rightarrow \frac{x(k_d+5)^2}{x(k_d+6)^4(k_d+2)^2} - 8k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+5)^x}{(k_d+1)^{2x}} \rightarrow \frac{x(k_d+6)^4(k_d+4)^2}{x(k_d+2)^4(k_d+3)} + 16k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+5)^{4x}}{k_d^{4x}} \rightarrow \frac{x(k_d+6)^4}{x(k_d+1)^4} + 22k \ln \frac{k+1}{k} \right]$	$\frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{(k_d+4)^{4x}}{(k_d+1)^{2x}} \rightarrow \frac{x(k_d+5)^2}{x(k_d+2)^4} - 8k \ln \frac{k+1}{k} \right]$

комплексными величинами [2]:

$$\left. \begin{aligned} Z_{Amg} &= r_{Amg} + jx_{Amg}; \\ Z_{Bmg} &= r_{Bmg} + jx_{Bmg}; \\ Z_{Cmg} &= r_{Cmg} + jx_{Cmg}. \end{aligned} \right\} (13)$$

Поэтому схему замещения трехфазных линейных индукционных машин необходимо изображать в виде, приведенном на рис. 3: r_{Amg} , r_{Bmg} , r_{Cmg} — активные составляющие, обусловленные взаимной индукцией (основным магнитным полем) между фазами в немагнитном (рабочем) зазоре линейной индукционной машины и характеризующие перераспределение активной мощности между фазами; x_{Amg} , x_{Bmg} , x_{Cmg} — индуктивные составляющие, обусловленные магнитным полем в немагнитном зазоре линейной индукционной машины.

Комплексные сопротивления обмотки индуктора Z_{1A} , Z_{1B} , Z_{1C} определяются (рис. 3) по выраже-

ниями:

$$\begin{aligned} Z_{1A} &= r_{1A} + jx_{1A}; Z_{1B} = r_{1B} + jx_{1B}; \\ Z_{1C} &= r_{1C} + jx_{1C} \end{aligned} \quad (14)$$

где активные составляющие определены по выражениям

$$r_{1A} = r_1 + r_{лA}; r_{1B} = r_1 + r_{лB}; r_{1C} = r_1 + r_{лC} \quad (15)$$

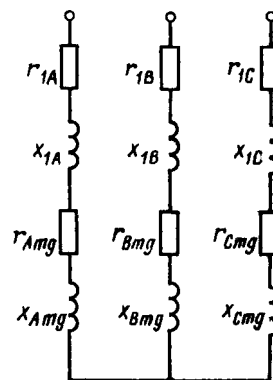


Рис. 3

а индуктивные — по выражениям

$$\begin{aligned}x_{1A} &= x_n + x_g + x_{лA}; & x_{1B} &= x_n + x_g + x_{лB}; \\ x_{1C} &= x_n + x_g + x_{лC}.\end{aligned}\quad (16)$$

Здесь r_1 — активное сопротивление фазы обмотки; x_n — индуктивное сопротивление, обусловленное пазовым рассеянием; x_g — индуктивное сопротивление, обусловленное высшими пространственными гармоническими магнитного поля в немагнитном воздушном зазоре.

Некоторые активные составляющие, обусловленные взаимной индукцией между фазами в активной зоне и в лобовых частях обмоток линейных индукционных машин, имеют отрицательные значения (например, $r_{лB}$ и r_{Bmg}), и поэтому значения суммарной активной составляющей сопротивления обмотки одной фазы в схеме замещения может оказаться отрицательным.

Полученные результаты удобны для проверочного расчета, так как они содержат значения токов I_A, I_B, I_C . Эти выводы не могут быть использованы при проектировании, при котором требуется определение токов. Однако истинные токи в обмотках могут быть определены с помощью симметричных составляющих, если известны соответствующие комплексные сопротивления фаз.

Если обмотка индукторов соединена в звезду (рис. 3), то через нее протекают токи прямой и обратной последовательностей. При этом амплитуды токов отдельных фаз прямой последовательности равны, и поэтому согласно выражениям (8)

$$S_A = S_B = \sqrt{3}; \quad C_A = C_B = 1. \quad (17)$$

Следовательно, составляющие комплексных сопротивлений $Z_{лA}, Z_{лB}, Z_{лC}$ и $Z_{Amg}, Z_{Bmg}, Z_{Cmg}$ при симметричных составляющих комплексных токов могут быть определены по выражениям, полученным для составляющих комплексных сопротивлений при реальных значениях токов в фазах чисто механически, исходя из следующих правил [2]:

1) для получения комплексных сопротивлений при симметричных токах прямой последовательности надо выполнять условие (17) и учитывать, что амплитуды токов в отдельных фазах равны;

2) для получения составляющих комплексных сопротивлений при симметричных токах обратной последовательности надо заменить знак перед значениями S_A и S_B на обратный и затем выполнять условие (17), а также учитывать, что амплитуды токов в отдельных фазах равны.

Например, при наличии симметричных токов прямой последовательности имеем:

$$\left. \begin{aligned}k_{rлA1} &= -k_{rлB1} = (k_{AC} - k_{AB})\sqrt{3/2}; \\ k_{rлC1} &= 0; \\ k_{xлA1} &= k_{xлB1} = k_{AA} + (k_{AB} + k_{AC})/2; \\ k_{xлC1} &= k_{AA} + k_{AC'}\end{aligned}\right\} \quad (18)$$

Для иллюстрации влияния конечности длины индуктора ЛИМ на составляющие комплексных сопротивлений, обусловленных рассеянием магнитного поля вокруг лобовых частей однослойной обмотки, были определены коэффициенты $k_{rлA1}, k_{rлB1}$ и $k_{rлC1}$ при наличии симметричной системы токов прямой последовательности. Результаты расчета (при $k_d = 0,324; k_t = 0,204; k_n = 0,104$) приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значение		Значение коэффициента		
q	p	$k_{rлA1}$	$k_{rлB1}$	$k_{rлC1}$
1	1	0,628	1,425	1,688
	2	0,488	1,328	1,608
	3	0,326	1,209	1,366
	4	0,242	1,156	1,295
2	1	0,515	1,162	1,450
	2	0,252	1,086	1,232
	3	0,168	1,057	1,157
	4	0,126	1,042	1,114

По данным расчета видно, что при увеличении p и q асимметрия параметров схемы замещения уменьшается. В некоторых случаях магнитный поток взаимной индукции, обусловленный токами в тангенциальной части лобовых частей обмоток, уменьшает суммарный магнитный поток взаимной индукции между фазами. Математически это выражается знаком минус перед слагаемым (табл. 1) лобовой части обмотки.

Следует отметить, что индуктивное сопротивление x_n в выражениях (6) может быть определено по формулам, разработанным для индукционных машин с замкнутым магнитопроводом [4, 5].

На основании приведенных результатов можно утверждать, что комплексные сопротивления, обусловленные магнитным полем в зазоре индукционной машины с разомкнутым магнитопроводом

и рассеянием магнитного поля вокруг лобовых частей обмоток при симметричных токах прямой и обратной последовательностей имеют в разных фазах разные значения. Следовательно, в многофазной индукционной машине с разомкнутым магнитопроводом при наличии симметричных токов не существует симметричной системы напряжений той же последовательности.

Следовательно, комплексные сопротивления при наличии симметричной системы токов в индукционной машине с разомкнутым магнитопроводом не являются комплексными сопротивлениями прямой и обратной последовательностей, известных из курса теоретических основ электротехники, так как последние определены отношением соответствующей симметричной составляющей напряжения к соответствующей симметричной составляющей тока. Поэтому метод симметричных напряжений и токов не может быть использован при расчетах индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом.

Реальные значения комплексных токов и напряжений во многофазных несимметричных схемах могут быть определены с помощью метода [2] расчета несимметричных цепей при наличии известных значений комплексных сопротивлений фаз при симметричных токах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины.— М.: Энергия, 1972.

2. Партс И. Р. Теоретическое и экспериментальное исследование индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом.— Таллинн, Валгус, 1972.

3. Вольдек А. И. Основы методики расчета магнитных полей лобовых частей обмоток электрических машин.— Электричество, 1963, № 1.

4. Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С. Проектирование электрических машин.— М.: Госэнергоиздат, 1956.

5. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А. И. Вольдек, Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский, В. И. Яковлев.— Л.: Энергоатомиздат, 1983.

6. Партс Р. Р., Реймал Л. Р. Индуктивное сопротивление прямолинейных тангенциальных участков лобовых частей / Сб. научно-технических статей НИПТИ "Электрические машины".— Таллинн: Экспериментальный комбинат "БИТ", 1971.

[25.02.92]

Автор: Партс Иннари Рудольфович окончил энергетический факультет Таллиннского политехнического института в 1963 г. В 1967 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по электрическим машинам. В настоящее время доцент кафедры физики Таллиннского педагогического университета.

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ предполагает выпустить в начале 1994 г. справочник "Электрические машины малой мощности" (авторы: М. П. Дорохин, В. Ч. Долидзе, В. А. Соболев, В. Н. Суслов, В. В. Алексеев). Объем 30 авторских листов, ориентировочная цена 480 руб.

Справочник будет распространяться издательством (в книготорги не поступит) по заявкам организаций и частных лиц. Для приобретения книги необходимо сделать предварительную заявку, выкупить книгу за наличный расчет или по перечислению и получить ее на складе издательства.

Заявки необходимы для уточнения тиража и резервирования книг.

Расчетный счет издательства № 362101 в Москворецком отделении Промстройбанка г. Москвы филиала МИБ, МФО 201133, кор. счет банка 418161800.

По всем вопросам обращаться в редакцию литературы по электротехнике и пром. электронике по тел. 925-98-35.

Изобретение молниеотвода

Крыжановский Л. Н.

Научный подход к изучению грозовых явлений и грозозащиты стал возможным только благодаря развитию, начиная примерно с 1600 г., электрофизики. Началось новое осмысление фактов, относящихся к грозовым явлениям, без обращения к мифологии и суевериям, при этом стали напрашиваться аналогии между грозовыми и электрическими явлениями.

В 1671 г. Готфрид Вильгельм Лейбниц (1646–1716) установил, что электризация трением сопровождается искрением [1].

Выдающийся немецкий ученый Лейбниц — философ, математик, физик и языковед в одном лице — в математике прославился созданием дифференциального и интегрального исчисления. Независимо от Лейбница этот раздел математики разработал великий английский ученый Исаак Ньютон (1643–1727). Он, как и Лейбниц, внес существенный вклад и в науку об электричестве, которая для него, как и для Лейбница, не была основной областью научных интересов.

В 1675 г. Ньютон вставил стеклянный шар диаметром 20–25 см на оси в станок для удобства вращения. Такой шар, как писал Ньютон, "...при вращении испускает свет в том месте, где испытывает трение о ладонь. Если в это время держать кусок белой бумаги или белой ткани или палец на расстоянии около четверти или половины дюйма от той части стеклянного шара, которая находится в наибольшем движении, то электрический пар, возбуждаемый трением стекла о ладонь, делает бумагу, сукно или палец светящимися подобно светляку; выскакивая из стекла, пар иногда чувствительно ударяет в палец. Подобные же явления были найдены при трении длинного и толстого стеклянного или янтарного цилиндра о бумагу, которую держат в руке" [2].

В 1708 г. аптекарь и врач Сэмюэл Уолл подносил палец к потертому тканью янтарю и наблюдал при этом вспышки и потрескивание. Уолл высказал предположение об электрической природе грома и молнии. Но вряд ли Уолл обладал талантом экспериментатора: он ошибочно связывал

успех своего опыта с определенным временем суток и года. Уоллу не удалось повторить опыт на заседании Лондонского Королевского общества (академии наук), из-за чего он не был принят в его члены [3, 4].

В письме от 15 декабря 1716 г. Ньютон сообщает об эффекте металлического острия: при приближении иглы к потертому о шелк куску янтаря или смолы наблюдалось "пламя наподобие листовой молнии в миниатюре" [5].

В 1717 г. Рейман, проводя опыты и наблюдения в Венгрии, заметил, что молния обнаруживает особую "симпатию" к железным предметам [6].

Эффект острия проявлялся еще в опытах Отто фон Герике (1602–1686) с потираемым ладонью серным шаром на оси [7].

Бургомистр Магдебурга Герике, разносторонний инженер и физик, прославившийся своими "магдебургскими полушариями", подарил изобретенный им серный шар Лейбницу. Этому подарку и обязано открытие электрической искры, о котором говорилось выше.

Вслед за Герике, Уоллом и Ньютоном эффект острия наблюдали главный герой нашего повествования Бенджамин Франклин (1706–1790) и его друзья, в число которых входил Томас Гопкинсон (1709–1751), заново открывший этот эффект. Исследователи подносили к электрически заряженному пушечному ядру на расстояние 15–20 см шило, которое с шипением "отнимало" электричество у ядра [8]. О "замечательной способности заостренных предметов извлекать и испускать электрический огонь" Франклин сообщает в письме от 11 июля 1747 г. [9]. "Заостренным предметам, — писал Франклин позднее, в 1750 г., — присуща способность не только испускать, но и извлекать электрический флюид с большего расстояния, чем тупым предметам" [9]. Франклин не мог объяснить эффект острия, но не был особенно огорчен этим, замечая, что "для нас не столь важно знать то, как природа осуществляет свои законы, сколь необходимо знать сами эти законы".

Возможность отвода заряда (статического элек-

тричества) в землю была известна еще Стивену Грэю (1666–1736), который в 1729 г. открыл электропроводность металлов и некоторых других тел [10]. Красильщик и сын красильщика из Кэнтербери, а с 1719 г. до конца жизни пенсионер благотворительного Чартерхауза в Лондоне, Грэй достиг выдающихся успехов в электрических исследованиях. В 1731 г. Королевское общество присудило Грэю первую в истории премию Коплея, а в 1732 г. избрало Грэя в свои члены. В 1735 г. Грэй высказался в пользу гипотезы об электрической природе грома и молнии [11].

В издании 1745 г. геттингенский профессор Альбрехт фон Галлер (1708–1777) писал, что молния во многих отношениях обладает такими же свойствами, как электричество: она не только создает свет и пламя, но, как и электричество, проводится металлами. "Она обычно пробегает по всей длине твердых тел, в которые ударяет, при этом видели, как она спускалась по проволоке с часов на колокольне, сверху вниз", — сообщал Галлер [3].

На пути к изобретению молниеотвода оставалось сделать один шаг, и этот шаг сделал знакомый с трудами Галлера Франклин — младший сын ремесленника — эмигранта из Англии, самоучка, любитель науки и просветитель из Филадельфии (шт. Пенсильвания), впоследствии государственный деятель, дипломат и член многих академий наук, в том числе Петербургской (как и Галлер).

В 1749 г. Франклин записал в рабочем журнале идею опыта, который должен был подтвердить электрическую природу грозовых явлений (об этом опыте — чуть позже), а в 1750 г. в письме своему английскому другу, члену Королевского общества Питеру Коллинсону (1694–1768) выдвинул идею молниеотвода — заземленного металлического стержня, возвышающегося над защищаемым объектом [9]. Доложив Королевскому обществу это письмо, как и другие письма Франклина об электричестве (опубликованы в трудах Общества), в 1751 г. Коллинсон издал их в виде книги. Вскоре с этой книгой познакомился французский естествоиспытатель Жорж Луи Леклерк Бюффон (1707–1788). По инициативе Бюффона книга сразу же была переведена на французский язык и издана во Франции в 1752 г.

Один бостонский последователь Франклина писал ему 21 декабря 1751 г.: "Недавно обнаружено замечательное воздействие молнии на железо, которому она придает магнитные свойства, и подобное же действие электрического огня на тонкие иглы¹ служит новым убедительным доказательством того, что молния и электричество представляют собой один и тот же элемент" [9].

Но все эти доказательства были весьма косвенными. Требовался *experimentum crucis* (термин Бэкона), т. е. решающий опыт. Такой опыт, получивший название филадельфийского, и был предложен Франклином в письме Коллинсону, помещенном в книгу. Первыми решили выполнить филадельфийский опыт французские исследователи Бюффон, Делор и Далибар, поощряемые королем (то была эпоха просвещенного абсолютизма). Бюффон был занят другими делами, поэтому постановкой опыта занялись Делор и Далибар, каждый отдельно. 10 мая 1752 г. Тома-Франсуа Далибар (1703–1778), переводчик книги Франклина, первым осуществил филадельфийский опыт. В Марли под Парижем Далибар установил на изоляторе с помощью деревянных шестов и шелковых веревок заостренный металлический стержень высотой 13 м. Изолятор был защищен от дождя будкой, в которой находился отставной драгун Куафье, приставленный для охраны установки и проведения опыта. Дождавшись грозы, Куафье к неописуемому восторгу и ужасу постановщиков опыта и зрителей извлек искры из стержня как из кондуктора (отвода) электризационной машины [9]. Столь же успешно 18 мая 1752 г. провел филадельфийский опыт Делор. Сообщение об опыте быстро распространилось по всему свету. Оно было опубликовано, в частности, в "Санкт-Петербургских ведомостях" от 12 июня 1752 г. (23 июня по новому стилю).

Франклин изобрел и осуществил другой, технически более простой способ "извлечения искр из облаков" — с помощью воздушного змея. Франклин провел этот опыт в Филадельфии в июне 1752 г., т. е. после филадельфийских опытов Далибара и Делора. Но, приступая к опыту с "электрическим змеем", Франклин еще не знал об успехах французов [12]. Английский химик, физик и историк науки Джозеф Пристли (1733–1804), состоявший в переписке с Франклином, пишет, что, опасаясь насмешек, которые часто сопутствуют неудачам в науке, Франклин сообщил о задуманном опыте только своему сыну. Вдвоем они запустили змея, снабженный железным острием, на пеньковой бечевке (более чем за двадцать лет до описываемых событий увлажненная бечевка служила проводником в опытах Грэя по передаче электричества на расстояние). К нижнему концу бечевки был привязан ключ в качестве кондуктора. Находясь в укрытии от дождя, Франклин держал бечевку за привязанную к ней шелковую ленту (изолятор). При первых же раскатах грома Франклин извлек костяшками пальцев искры из ключа. Несомненно, радость Франклина преобладала над страхом и неприятным ощущением от разряда через собственное тело [13]. "От ключа, — пишет Франклин, — можно зарядить лейденскую

¹ Воздействия были обнаружены Франклином. — Л. К.

банку² и электрическим огнем, полученным таким способом, воспламенить спирт и выполнить все прочие электрические опыты, которые обычно делаются с помощью потираемого стеклянного шара или стеклянной трубки, и тем самым показать полную тождественность электрической материи с материей молнии" [8].

К идее опыта со змеем независимо пришел французский юрист Жак де Рома (1713–1776). Похоже, что в 1750 или 1751 г. Рома независимо додумался и до филаделфийского опыта [3, 12].

Так человек научился ловить молнию и загонять ее в лейденскую банку, откуда ее можно выпускать как джинна из бутылки.

Парижский врач Луи-Гильом Лемонье (1717–1799) в 1752 г. [14] и независимо первый русский электрик, немец по происхождению, Георг Вильгельм Рихман (1711–1753) в 1753 г. [15] обнаружили, что металлический стержень в филаделфийском опыте заряжается и в ясную погоду, при этом Лемонье только извлекал искры из стержня, а Рихман еще измерял заряд стержня с помощью нитяного электрометра своей конструкции.

Сколь опасны подобные опыты с атмосферным электричеством, стало ясно после гибели Г. В. Рихмана, друга и соратника М. В. Ломоносова. Гибель Рихмана была предопределена, так как он был убежден в большей безопасности незаземленного "молниеотвода" по сравнению с заземленным, о чем докладывал Академии наук осенью 1752 г. [16]. Некоторые исследования Ломоносов и Рихман проводили совместно или параллельно. У Ломоносова была точно такая же, как у Рихмана, "громовая машина" — незаземленный "молниеотвод", т. е. по существу "молниепривод".

Франклин рассказывает, как он пришел к идее экспериментального доказательства электрической природы молнии. Он перечислил признаки сходства электрических и грозовых явлений: свет, ломаное направление, быстрота движения, треск, теплота, серный запах, гибель живых существ и т. д. "Электрический флюид, — рассуждал Франклин в 1749 г., — притягивается остриями. Нам не известно, обладает ли этим свойством молния. Надо бы поставить опыт". Так что идея опыта была отнюдь не случайной. "Она могла возникнуть у всякого, кто занимается электричеством", — добавляет Франклин [9].

После осуществления франклиновских опытов в электрической природе молнии никто из ученых уже не сомневался, а ведь среди тех, кто ранее оспаривал электрическую природу молнии, был такой крупный физик, как Питер ван Мюссенбрук (1692–1761) [17].

Опыт подтвердил и правильность франклиновской идеи молниеотвода. Первые практические

молниеотводы были установлены в конце июня или в июле 1752 г. в Филадельфии [12].

Внедрению молниеотвода в практику способствовал друг и коллега Франклина Эбенизер Киннерслей (1711–1778); так, в 1753 г. он читал публичную лекцию об "электрическом огне", при этом один из опытов, которым сопровождалась лекция, назывался "опыт", показывающий, как можно отвести в землю или воду молнию, когда она ударяет в дом или корабль, без малейшего повреждения" [8].

Однако внедрение молниеотвода проходило отнюдь не гладко. Зачастую оспаривалась способность молниеотвода выполнять защитную функцию, зато утверждалось, что молниеотвод опасен, ибо "привлекает" молнию к объектам, над которыми он расположен. Но победоносного шествия молниеотвода было уже не остановить.

Пионером грозозащиты в Европе был священник Прокоп Дивиш (1698–1765), который в 1754 г. в Моравии воздвиг свою "метеорологическую машину" — молниеотвод оригинальной конструкции [6, 12].

Первый молниеотвод в Санкт-Петербурге был воздвигнут в 1776 г. — над собором Св. Петра и Павла на территории крепости Санкт-Петербург, давший начало имя городу и после постройки собора называемой обычно Петропавловской [18]. Однако имеются сведения о том, что молниеотводы в России появились гораздо раньше.

В середине 80-х гг. XVIII в. путешествовал по России швейцарский пастор Иоганн Баптиста Каттанео, который отмечает в своих путевых записках, что видел в Новгороде металлические цепи, спускавшиеся до земли с крестов, установленных на головках церквей (повышенное внимание к местным культовым сооружениям у Каттанео вполне естественно). Эти цепи, как пишет пастор, служили молниеотводами. Он добавляет, что такая грозозащита применялась в Новгороде задолго до франклиновского изобретения [19, 20]³.

³ Автор благодарит Б. Г. Хасапова за информацию о [19].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gerland E. Uber Otto von Guerikhes Leistungen auf dem Gebiete der Elektrizitatslehre. — ETZ, 1883, 4 Jg, 7 N, S. 281–285.
2. Ньютон И. Оптика / Пер. с англ. С. И. Вавилова. — М.: Гостехиздат, 1951.
3. Heilbron J. L. Electricity in the 17-th and 18-th centuries: a study of early modern physics. — Berkely and Los Angeles: University of California Press, 1979.
4. Wall S. Experiments of the luminous qualities of amber, diamonds and gum lac. — Phil. Trans., 1708/9, vol. 26, pp. 69–76.
5. Mottelay P. F. Bibliographical history of electricity and magnetism. — London: Griffin, 1922.

² Конденсатор. — Л. К.

6. **Kloss A.** Der erste Blitzableiter Europas. — Elektrotechnik und Maschinenbau, 1985, Jg. 102, H. 7/8, S. 331—332.
7. **Guericke O. von.** Experimental Nova (ut vocantur) Magdeburgica de Vacuo Spatio. — Amsterdam: Jansson, 1672.
8. **Franklin B.** Experiments: a new edition of Franklin's experiments and observations on electricity / Ed. by I. V. Cohen — Cambridge, Mass.: Harvard University Press, 1941.
9. **Франклин В.** Опыты и наблюдения над электричеством / Пер. с англ. В. А. Алексеева; Под ред. Б. С. Сотина. — М.: Изд-во АН СССР, 1956.
10. **Крыжановский Л. Н.** Первые опыты по передаче электричества на расстояние. — Электричество, 1987, № 11.
11. **Gray S.** Experiments and observations upon the light that is produced by communicating electrical attraction. — Phil. Trans., 1735/36, vol. 39, pp. 16—24.
12. **Cohen I. V.** Benjamin Franklin's Science. — Cambridge, Mass.: Harvard University Press, 1990.
13. **Priestly J.** The history and present state of electricity, with original experiments. — London: Dodsley, Johnson & Davenport, and Cadell, 1767.
14. **Le Monnier L.-G.** Observations sur l'electricite de l'air. — Histoire de l'Academie Royale des Sciences. Avec les Memoires de Mathematiques et de Physique. Paris, 1752, p. 8—12 (Histoire); p. 233—243 (Memoires).
15. **Ломоносов М. В.** Полн. собр. соч. в 10 тт., т. 10. — М.—Л.: Изд-во АН СССР, 1950—1957.
16. **Рихман Г. В.** Труды по физике. — М.: Изд-во АН СССР, 1956.
17. **Крыжановский Л. Н.** Питер ван Мюссенбрук (К 300-летию со дня рождения). — УФН, 1991, т. 161, № 3.
18. **Kryzhanovsky L. N.** The lightning rod in 18-th century St. Petersburg. — Technology and Culture, 1990, vol. 31, No 4, pp. 813—817.
19. **Киреевский И. А.** Опыт изложения теории и устройства громовых отводов. — М.: Изд-во Степановой, 1855 (Из журнала "Москвитянин", 1855, № 9).
20. **Cattaneo J. V.** Reise durch Deutschland und Russland. — Ulm, 1788, (In Commission der Stettinischen Buchhandlung), 152 S.

[27.05.92]

Автор: Крыжановский Леонид Николаевич окончил факультет автоматики и вычислительной техники ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) в 1969 г. Работает в НИИ Гириконд в должности ведущего инженера.

Межвузовский научно-методический семинар "Компьютеризация учебного процесса по курсам "Электротехника и основы электроники" и "Теоретические основы электротехники"

(8–11 сентября 1992 г., Астрахань)

Семинар организован Научно-методическим Советом по электротехнике Комитета по высшей школе Министерства науки, высшей школы и технической политики Российской Федерации, кафедрой электротехники Астраханского технического института рыбной промышленности и хозяйства, кафедрой электротехники и интроскопии Московского энергетического института.

Актуальность проблемы и отсутствие материалов, обобщающих информацию о состоянии компьютеризации обучения по дисциплинам электротехнического цикла, вызвали к семинару значительный интерес. Было заявлено и включено в программу 118 докладов от 188 участников из 65 вузов России, а также Украины, Белоруссии, Армении, Казахстана, Азербайджана, Грузии. Тезисы докладов опубликованы.

К сожалению, из-за финансовых и транспортных проблем смогли прибыть на семинар только 35 иногородних участников. Активно заявил о себе Астраханский технический институт рыбной промышленности и хозяйства — 18 участников, 14 докладов по компьютеризации курсов электротехники,

электроники, электрических машин и электротехнических материалов.

Всего на семинаре было заслушано 47 докладов. Рассмотрены концептуальные вопросы компьютеризации обучения; методические аспекты и программная реализация компьютерных учебников; вопросы использования ПЭВМ на лабораторно-практических занятиях, при выполнении расчетных заданий и курсовых работ, при организации тестового контроля знаний; вопросы применения универсальных инструментальных систем и др.

Огромный интерес участников вызвала демонстрация учебных программных продуктов по дисциплинам электротехнического цикла. Для IBM PC были продемонстрированы следующие работы: обучающая программа "Дроссель"; программы к лабораторно-практическим занятиям "Двигатели постоянного тока", "Асинхронные двигатели", "Синхронные машины"; универсальная инструментальная система "STRATUM COMPUTER" и разработанные на ее основе программы для теории цепей; "Компьютерный тренажер" для изучения теоретической электротехники;

компьютерные учебники, содержащие теоретическую часть и индивидуальные расчетные задания по разделам "Трехфазные цепи", "Однофазные цепи"; программный пакет "Схема" для расчета трехфазных электрических сетей, в том числе промышленных предприятий; имитационные программы для проведения лабораторных работ по теме "Переходные процессы в электрических цепях"; программа электромагнитного расчета асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором к курсовому проектированию; программа для рубежного контроля знаний "Однофазный синусоидальный ток"; программы для проведения практических занятий по курсу общей электротехники.

Главный итог семинара — обобщение опыта различных вузов в области компьютеризации учебного процесса по электротехническим дисциплинам.

Тезисы докладов научно-методического семинара высылаются наложенным платежом. Запросы направлять по адресу: 414025 Астрахань, ул. Татищева, 16, Астрыбвтуз, зав. кафедрой электротехники.

Решение Межвузовского научно-методического семинара "Компьютеризация учебного процесса по курсам "Электротехника и основы электроники" и "ТОЭ"

(8–11 сентября 1992 г., Астрахань)

Участники семинара, представители 28 вузов страны, отмечают своевременность и полезность освещенных здесь вопросов компьютеризации учебного процесса. Представленные доклады показали, что к настоящему времени создан значительный объем отечественных оригинальных программных продуктов, методик и технических средств компьютеризации учебного процесса по электротехническим дисциплинам. Отличительной особенностью представленных материалов является апробация в учебном процессе, показывающая высокую эффективность их использования.

Разработанные программные продукты ориентированы на использование широкого спектра отечественной и зарубежной вычислительной техники.

С целью дальнейшего повышения качества учебного процесса при подготовке специалистов в вузах путем широкого внедрения вычислительной техники семинар:

1. Отмечает необходимость и полезность периодического (ежегодного) обмена накопленным опытом на межвузовской конференции для разработки концептуальных положений в области компьютеризации учебного процесса.

2. Считает необходимым комплексный подход к использованию компьютерной техники в учебном процессе, включающий теоретическое, практическое, экспериментальное обучение и самостоятельную работу студентов.

3. С целью унификации и создания условий взаимного обмена существующими и разрабатываемыми программными средствами рекомендует вузам приоритетное использование IBM-совместимых компьютеров, не отказываясь от другой имеющейся техники.

4. Рекомендует НМС по электротехнике Комитета по высшей школе Министерства науки, высшей школы и технической политики Российской Федерации провести работу по

оснащению электротехнических кафедр вузов России IBM-совместимой компьютерной техникой.

5. Решил учредить Межвузовскую ассоциацию разработчиков и пользователей компьютерных обучающих программ по электротехническим дисциплинам для защиты их прав, информационно-координационной работы и сертификации программных продуктов.

6. Образовал оргкомитет по созданию ассоциации в составе: Жукоборский В. М. (председатель), Бабичев Ю. Е., Гвоздев А. В., Зайнутдинова Л. Х., Кузнецов Э. В., Лунин В. П., Репьев Ю. Г., Рудь В. В., Шатуновский В. Л.

7. Поручает оргкомитету Научно-методического семинара информационное сообщение и решение семинара опубликовать в журнале "Электричество" и других изданиях.

**ЖУКОБОРСКИЙ В. М.,
ЗАЙНУТДИНОВА Л. Х.**

Международный научно-технический семинар "Электромеханические системы с компьютеризированным управлением на автотранспортных средствах и их роботизированном производстве"

(22–26 февраля 1993 г., Суздаль)

Семинар был организован Комитетом по высшей школе Министерства науки, высшей школы и технической политики Российской Федерации, Россий-

ской Академией наук (Научный совет по проблеме "Кибернетика"), Академией транспорта России, Московской Государственной Академией автомо-

бильного и тракторного машиностроения (МАМИ), Акционерной электротехнической компанией "Динамо", Акционерным обществом "АвтоВАЗ",

Владимирским и Тольяттинским политехническими институтами.

Цель семинара — взаимный обмен информацией и обсуждение новейших достижений в области электромеханических систем транспортных средств, определение наиболее эффективных методов и средств достижения с помощью компьютеризированных электромеханических систем снижения расхода энергии и экологически вредных выбросов.

В работе семинара приняли участие ученые и инженеры — исследователи и разработчики электромеханических систем из многих НИИ, вузов и предприятий России, Украины, Германии, Польши, Болгарии и Узбекистана.

Научная программа семинара была уточнена в ходе пленарного заседания 22 февраля, на котором выступили с проблемными докладами ректор Академии автомобильного и транспортного машиностроения, академик Академии транспорта России, проф. А. Л. Карунин, проф. Б. И. Петленко, проф. А. В. Нетушил, проф. Г. Е. Иванченко, чл.-корр. Академии технологических наук России, проф. В. А. Альтов. В пленарном заседании принял участие главный редактор журнала "Электричество" проф. В. А. Лабунцов, который проинформировал участников семинара о проблемах и перспективах деятельности журнала. Он подчеркнул важную роль издания в научно-техническом прогрессе и призвал участников семинара внести в него свой вклад публикациями по теме семинара.

Работа проходила в четырех тематических секциях:

1. Электромеханические системы автомобилей и большегрузных автотранспортных средств. Председатель — Б. И. Петленко, проф. (МАМИ);

2. Электрический привод

электромобилей. Председатель — И. И. Трещев, проф. (МАМИ);

3. Специализированные электромеханические системы линейного движения. Председатель — В. А. Винокуров, проф. (МИИТ);

4. Электромеханические системы роботизированных производств. Председатель — Н. В. Шулаков, проф. (Пермский ПИ).

Доклады на заседаниях секции 1 охватывают широкий круг научно-технических проблем:

новейшие системы управления многодвигательными тяговыми электроприводами большегрузных транспортных средств, автопоездов и карьерных автосамосвалов грузоподъемностью 120–180 т;

компьютеризированное управление рулевыми, тормозными приводами и приводами тепловых систем дизельных двигателей;

результаты исследований динамических режимов в транспортных электроприводах, электростартерного пуска двигателей внутреннего сгорания;

индукционное электропитание транспортных средств;

математическое моделирование электромеханических систем.

Тематика докладов на заседаниях секции 2 является практически продолжением тем, перечисленных выше. Но посвящены они электромеханическим системам и энергетическим установкам специфических транспортных средств, призванных кардинально решить экологические проблемы (электромобили) и ряд проблем социального характера (создание инвалидных колясок с электроприводом). Большое внимание уделено математическому моделированию изучаемых систем с целью их оптимизации, что особенно важно при относительно низких удельных энергетиче-

ских показателях современных аккумуляторов электроэнергии, пригодных для транспортных средств.

Прогресс транспорта и его будущее в значительной степени зависят от решения проблем, рассмотренных на заседаниях секции 3. Обсуждены вопросы теории и экспериментального исследования электромеханических систем линейного движения, их инженерного расчета и практического применения.

Заседания секции 4 были посвящены проектированию, исследованию и внедрению электромеханических систем роботизированных производств в электротехнической промышленности, в производстве автотракторного электрооборудования и компьютеризированного диагностического оборудования.

На семинаре практически во всех тематических разделах дискутировались вопросы подготовки кадров специалистов, способных реализовать обсуждаемые научные разработки электромеханических систем, принять активное творческое участие в их исследовании, внедрении и эксплуатации на транспортных средствах и в промышленности.

Не вызывает сомнений, что проведенный семинар и тем более активное участие в нем главного редактора самого авторитетного электротехнического научного журнала будут способствовать повышению внимания к проблемам компьютеризированных электромеханических автотракторных систем в научных и промышленных кругах России и за рубежом. Как показали результаты обсуждений, эти системы являются высокоэффективным средством в решении проблем энергосбережения и экологии на транспорте.

ЛИСТВИНСКИЙ М. С.,
СОКОЛОВА Е. М.

Владимир Степанович Комельков

(К 80-летию со дня рождения)

Известному ученому нашей страны в области электрофизики и электротехники, видному организатору науки и техники, доктору технических наук, профессору Владимиру Степановичу Комелькову исполнилось 80 лет.

После окончания в 1937 г. Московского энергетического института В. С. Комельков был направлен на работу в ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского, где провел обширный цикл работ по исследованию параметров молнии и электрического разряда в длинных воздушных промежутках. В результате этих работ были получены уникальные данные, позволившие обоснованно выбрать и ввести параметр максимальной крутизны фронта волн тока молнии в "Руководящие указания по грозозащите линий электропередачи и подстанций". В 1940 г. В. С. Комелькову была присуждена ученая степень кандидата технических наук.

Весьма плодотворными оказались работы В. С. Комелькова по изучению процессов пробоя длинных воздушных промежутков и физики молнии. Они имели фундаментальное значение, привели к созданию нового направления в физике молнии и грозозащите, получили мировое признание, а вытекающие из них представления в настоящее время являются общепринятыми. Ученая степень доктора технических наук присуждена В. С. Комелькову в 1954 г., а в 1970 г. он утвержден в звании профессора.

В период Великой Отечественной войны В. С. Комельковым была разработана грозозащита аэростатов заграждения и наблюдения.

В конце 40-х годов В. С. Комельков был привлечен к исследованиям по созданию атомного и водородного оружия, в которых он участвовал в качестве



одного из разработчиков и непосредственного испытателя. За эти работы В. С. Комельков в 1949 и 1951 гг. удостоен Государственной премии второй степени, а в 1953 г. — Государственной премии первой степени и звания лауреата Государственных премий СССР.

В. С. Комельков — один из первых ученых, начавших исследования в области нагрева и удержания плазмы большими импульсными токами для целей управляемого термоядерного синтеза. Им был обнаружен и исследован новый вид магнитогидродинамического течения плазмы, названный динамическим пинчем, послуживший основой различных методов ускорения и фокусирования плазмы и нашедший широкое инженерное применение.

Значительная доля работ В. С. Комелькова была посвящена созданию методов очистки плазменных потоков от примесей, захвата и сжатия плазмы магнитными полями. Результаты ряда проведенных им исследований в этой области вошли в известный доклад академика И. В. Курчатова в Харуэлле (Англия), в котором была сфор-

мулирована концепция развития работ по управляемому термоядерному синтезу.

В последующие годы В. С. Комельковым были развиты работы по каскадному ускорению, захвату и сжатию плазмы магнитными полями и предложен новый тип термоядерного реактора со сферической кумуляцией плазмы.

Широкую известность и признание получили работы В. С. Комелькова по исследованию электрической прочности и развитию электрических разрядов в жидких диэлектриках. Им был обнаружен и изучен лидерный механизм пробоя жидкостей, имеющий глубокую общность явлений с процессами в длинных искрах и молнии, несмотря на их разномасштабность. Существенное значение имела также разработанная им количественная теория канальной стадии сильноточной искры в жидкости, сопровождающаяся генерацией ударных волн. Результаты этих работ нашли применение в высоковольтной электротехнике, электроимпульсных технологиях и при моделировании взрывных процессов. За комплекс работ в этой области Академия наук СССР присудила В. С. Комелькову премию им. П. Н. Яблочкова.

Ученый с большим техническим кругозором, проф. В. С. Комельков с самого начала развития различных исследований по управляемому термоядерному синтезу активно участвовал в разработке инженерных проблем, в частности, развития высоковольтной импульсной техники с экстремальными параметрами. Эти работы, отраженные в монографии "Техника больших импульсных токов и магнитных полей", вышли за пределы первоначальных задач и привели к созда-

нию нового направления в электрофизике высоких напряжений. Значительное внимание было уделено им разработке методов регистрации быстропротекающих процессов и развитию приборостроения для высокоскоростных электронных и оптических измерений.

С 1972 г. В. С. Комельков в качестве заместителя директора по научным вопросам ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского руководил электроэнергетическими подразделениями института и созданной им лабораторией электрофизики, разрабатывающими научно-технические вопросы Единой электроэнергетической системы СССР, инженерные проблемы термоядерной энергетики и криоэнергетики.

За последние 5 лет под его руководством и с его участием выполнены работы по теории и расчету параметров термоядер-

ного реактора со сферической кумуляцией плазмы, проведены исследования динамики пробоя жидких диэлектриков, в результате которых обнаружен упрочняющий изоляцию эффект динамического барьера, создаваемого объемным зарядом, вносимым в промежуток в начальной стадии разряда; экспериментально проверен предложенный им с сотрудниками метод получения сверхсильных ударных волн (давление 3×10 МПа) при разряде в жидкости с токами 800 кА и пр.

В. С. Комелькову принадлежит 124 опубликованных научных труда и изобретения. Он имеет многочисленных учеников, среди которых академик, доктор и кандидаты наук.

Научную и практическую деятельность В. С. Комельков сочетает с научно-организационной и общественной работой,

принимая активное участие в работе научных квалификационных и экспертных советов различных организаций, являясь членом редколлегии журнала "Электричество".

Научная и общественная деятельность В. С. Комелькова отмечена наградами: орденом Ленина, орденом Красной Звезды и медалями; ему присвоено звание "Заслуженный деятель науки и техники РСФСР".

Сотрудники, ученики и друзья Владимира Степановича видят в нем образец творческой личности в науке, высоко ценят его глубокую принципиальность, доброту и отзывчивость и желают ему здоровья и дальнейшей плодотворной деятельности.

**Группа товарищей, редакция
и редколлегия
журнала "Электричество"**

Аркадий Константинович Котия

(К 85-летию со дня рождения)

Профессору А. К. Котия исполнилось 85 лет со дня рождения и 60 лет научной, научно-педагогической, инженерной и общественной деятельности.

В 1930 г. А. К. Котия окончил Грузинский политехнический институт и был оставлен на кафедре электротехники в качестве ассистента. Одновременно он начал работать на производстве в системе Грузэнерго, где трудился 20 лет. В 1946 г. А. К. Котия защитил диссертацию на степень кандидата технических наук. В 1947 г. ему было присвоено ученое звание доцента, а впо-



следствии — старшего научного сотрудника и профессора.

А. К. Котия получил широкое признание как талантливый специалист и организатор производства в области электротехники и электроэнергетики. В 1931—1932 гг. он работал в Закавказском научно-исследовательском институте энергетики и электрификации. В 1936 г. был назначен заместителем начальника строительства Тбилисской теплоэлектроцентрали (ТбилТЭЦ). По окончании строительства работал главным инженером, а затем до 1948 г. — директором этой станции. В 1948—1953 гг. А. К. Котия

трудился в Энергетическом институте АН Грузии, где свою научную деятельность посвятил выявлению и изучению энергетических ресурсов республики и режимам энергетической системы Грузэнерго.

А. К. Котия является автором более 100 научных трудов, которые касаются вопросов теоретической электротехники, электрических режимов и путей развития электроэнергетической системы. Им проведен ряд оригинальных исследований трехфазных параметрических источников тока, а также резо-

нансных явлений в симметричных и несимметричных трехфазных цепях.

А. К. Котия имеет большие заслуги в деле подготовки инженеров-электриков. С 1930 г. по настоящее время он непрерывно работает на кафедре общей и теоретической электротехники Грузинского технического университета, которой успешно заведовал с 1951 по 1982 г., был деканом энергетического факультета, а ныне является профессором этой кафедры.

При участии и под редакци-

ей А. К. Котия переведены на грузинский язык фундаментальный учебник по ТОЭ Л. Р. Неймана и П. Л. Калантарова, а также учебники по общей электротехнике.

Научная, педагогическая и общественная деятельность проф. А. К. Котия высоко оценена государством. Ему присвоены звания заслуженного инженера и заслуженного деятеля высшей школы, он награжден орденами и медалями.

**Группа товарищей
и учеников**

Художественный редактор Т. А. Дворецкова

Технический редактор Г. В. Преображенская

Корректор Н. И. Курдюкова

Сдано в набор 07.04.93. Подписано в печать 13.05.93. Формат 60×88¹/₈.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8, Усл. кр.-отт. 10,28.
Уч.-изд. л. 9,5. Тираж 1069 экз. Заказ 525.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате
Министерства печати и информации Российской Федерации.
142300, г. Чехов Московской области.
Отпечатано в Подольском филиале
142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

Вазюлин М. В. Экспертные системы для анализа действий релейной защиты	1	Vaziulin M. V. Expert Systems for Analysing the Performance of Relay Protection	1
Зуев В. М., Коноплева Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. Математическое моделирование автономной системы электроснабжения	9	Zuev V. M., Konopleva N. P., Nekrasov N. N., Smirnov S. A. Mathematical Modelling on a Self-Contained Power Supply System	9
Жуков В. В. Электродинамическое и термическое действия токов короткого замыкания в системе с гибкими проводниками	13	Zhukov V. V. The Electrodynamical and Thermal Impact of Short-Circuit Currents in a System with Flexible Leads	13
Володарский В. А. Расчет средней наработки на отказ для элементов электрических систем с учетом их старения	20	Volodarsky V. A. Calculation of the Mean-Time-Between-Failures for Power System Elements with Account of Their Ageing	20
Ашмарин В. В., Калихман С. А. О причинах снижения электрической прочности силовоточного разрядника с искажением поля	24	Ashmarin V. V., Kalikhman S. A. Causes for Reducing the Electrical Withstand Strength of a High-Current Arrestor with Field Distortion	24
Шувалов М. Ю. О возможности построения флуктуационной теории электрической прочности	27	Shuvalov M. Yu. Possibilities of Developing a Fluctuational Theory of Electrical Withstand	27
Макаров В. В., Мелешин В. И., Якушев В. А. Резонансные транзисторные преобразователи напряжения с подключением нагрузки к конденсатору контура	33	Makarov V. V., Meleshin V. I., Yakushev V. A. Resonance Transistorized Voltage Converters with the Load Connected to the Capacitor in the Circuit	33
Лабунцов В. А., Чжан Дайжун. Трехфазный выпрямитель с емкостным фильтром и улучшенной кривой потребляемого из сети тока	45	Labuntsov V. A., Chzhan Daizhun. A Three-Phase Rectifier with a Capacitance Filter and an Improved Waveshape of the Current Drawn from the Network	45
Алферов В. Г., Ха Куанг Фук. Построение системы модального управления следящим электроприводом	48	Alferov V. G., Ha Kuang Fuk. Design of a Modal Control System for a Servo Drive	48
Булгаков А. А. Единая теория вентильных машин	54	Bulgakov A. A. A Unified Theory of Rectifier Machines	54
Коняев А. Ю., Назаров С. Л. Особенности расчета и применения линейных двигателей для перемещения тонкостенных стальных изделий	58	Konyaev A. Yu., Nazarov S. L. Specifics in the Design and Application of Linear Motors for Moving Thick-Wall Steel Articles	58
Партс И. Р. Индуктивность лобовых частей однослойной обмотки линейных индукционных машин	63	Parts I. R. The Inductance of the End Turns of a Single-Layer Winding in Linear Induction Machines	63
ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ	70	FROM THE HISTORY OF ELECTRICAL ENGINEERING	70
ХРОНИКА	74	CHRONICLE	74

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО '93

	<i>Июль</i>	<i>Август</i>	<i>Сентябрь</i>
ПН	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
ВТ	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
СР	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
ЧТ	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
ПТ	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
СБ	3 10 17 24 31	7 14 21 28	4 11 18 25
ВС	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
	<i>Октябрь</i>	<i>Ноябрь</i>	<i>Декабрь</i>
ПН	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
ВТ	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
СР	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
ЧТ	7 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
ПТ	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
СБ	2 9 16 23 30	6 13 20 27	4 11 18 25
ВС	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 26

БЛАГОДАРИМ ЗА ПОДПИСКУ НА "ЭЛЕКТРИЧЕСТВО"!

