



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1985

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

12

УДК 621.311:621.313.17.001.5

Исследование и применение асинхронизированных машин в электроэнергетических системах

БЛОЦКИЙ Н. Н., МАМИКОНЯНЦ Л. Г., ШАКАРЯН Ю. Г.

ВНИИ Электроэнергетики

На современном этапе развития электроэнергетических систем возникли проблемы, решение которых при использовании традиционных синхронных и асинхронных машин в ряде случаев затруднено или недостаточно эффективно и экономично.

Основные проблемы:

необходимость потребления из сети генераторами и компенсаторами избыточной реактивной мощности; появление мощных потребителей электроэнергии с изменяющейся нагрузкой импульсного или периодического характера и необходимость в связи с этим решать задачу ограничения распространения по сети энергосистемы, вызванных такими нагрузками изменений значения и фазы напряжения;

создание некоторых новых источников электроэнергии, в частности, использующих энергию ветра или приливов, для которых технически и экономически целесообразна работа первичного двигателя с частотой вращения, изменяющейся в соответствии с изменением напора и других параметров первичного энергоносителя;

объединение на параллельную работу энергосистем, имеющих различные частоты или стандарты по поддержанию частоты;

актуальность задач экономии расхода энергии на собственные нужды электростанций, как части обострения общей проблемы экономии энергоресурсов; одним из наиболее целесообразных путей решения этих задач является применение для механизмов собственных нужд электростанций регулируемого по частоте вращения электропривода.

В статье рассматриваются некоторые результаты проводимых в СССР работ по разработке и применению одного из таких перспективных решений — использовании электроэнергетических системах совместно с обычными машинами, а в ряде случаев вместо них, асинхронизированных машин [1, 2].

Асинхронизированные машины можно разделить на две группы. К первой группе относятся машины, имеющие неявнополюсный ротор и симметричную в электрическом отношении двух- или трехфазную систему обмоток на роторе (при необходимости число фаз может быть и большим). Ко второй группе относятся машины как с явнополюсными, так и неявнополюсными роторами, имеющими несимметричные в электрическом отношении системы обмоток возбуждения. Обычно это двухфазная система взаимно перпендикулярных обмоток. Магнитные оси обмоток могут и не быть взаимно перпендикулярными (однако угол между ними должен быть отличен от нуля).

Общей для машин двух групп является возможность изменением соотношений токов в обмотках ротора регулировать положение вектора поля возбуждения относительно ротора.

Если это соотношение токов менять в функции угла поворота ротора относительно вектора поля статора, то можно обеспечить требуемое положение вектора поля возбуждения или изменение этого положения по определенному закону относительно вектора магнитного поля статора независимо от углового положения ротора (принцип асинхронизации) [3].

Машины второй группы, имеющие неодинаковые по затратам меди системы роторных обмоток, не могут длительно работать со скольжением, отличным от нуля, по условиям нагрева, т. е. в этом случае принцип асинхронизации может быть реализован только при неуставившихся режимах, в установившемся же режиме скольжение $s=0$ (синхронная частота вращения ротора). Следовательно, принципиальные возможности машины первой группы шире: принцип асинхронизации здесь может быть реализован как при скольжении, равном нулю, так и при отличном от нуля скольжении. В последнем случае к обмоткам ротора подводится симметричная

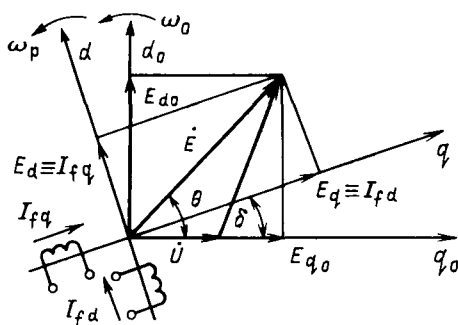


Рис. 1. Векторная диаграмма АС-генератора

система напряжения частоты скольжения. Поле возбуждения будет вращаться относительно ротора также с частотой скольжения $s\omega_0$, где ω_0 — синхронная угловая частота.

Надлежащим выбором чередования фаз системы напряжений, подведенных к обмоткам ротора, нетрудно обеспечить синхронное вращение векторов магнитных полей возбуждения ротора и статора. При этом как при $s=0$, так и $s \neq 0$ можно обеспечить независимое управление проекциями вектора поля возбуждения на любые вращающиеся координаты оси (принцип раздельного управления) и за счет этого получить изменение взаимного положения векторов полей ротора и статора независимо от положения и частоты вращения геометрических осей, связанных с ротором. Это позволяет независимо и раздельно управлять двумя параметрами режима. В этом существенное отличие рассматриваемых машин от традиционных синхронных.

При частоте вращения ротора, отличной от синхронной, разница между электромагнитной и механической мощностями (мощность скольжения) покрывается электрическим путем через систему возбуждения.

В научно-технической литературе пока еще нет единого установившегося термина для рассматриваемого класса машин. Их называют машинами двойного питания, продольно-поперечного возбуждения или, что то же, машинами с dq -возбуждением и др. В этой статье используется термин «асинхронизированная машина», который понимается в том смысле, что он применим ко всем конструктивным разновидностям машин продольно-поперечного возбуждения, в которых реализован принцип раздельного управления.

Асинхронизированная машина позволяет [1, 3]:

устойчиво работать при произвольном значении угла между вектором э. д. с. и вектором электрической системы (для машин первой группы как при $s=0$, так и при $s \neq 0$; для машин второй группы — только при $s=0$).

Действительно, активная P и реактивная Q мощности машины могут быть представлены в виде (рис. 1):

$$\left. \begin{aligned} P &= M_s \omega_0 = \frac{u E_{d0}}{x}; \\ Q &= \frac{u E_{q0}}{x} - \frac{u^2}{x}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где u — напряжение сети; E_{d0} , E_{q0} — проекции вектора э. д. с. статора, обусловленной возбуждением, на продольную d_0 и поперечную q_0 оси координатной системы, вращающейся синхронно с вектором напряжения сети; x — синхронное реактивное сопротивление машины; M_s — электромагнитный момент машины.

Из (1) следует, что значение электромагнитного момента M_s при неизменном напряжении сети определяется проекцией вектора э. д. с. статора на синхронно вращающуюся ось d_0 , перпендикулярную вектору u , и не зависит от угла θ .

Если принять

$$E_{d0} = k_0 + k_1 s, \quad (2)$$

то критерием, определяющим устойчивую работу, будет:

$$\frac{dM_s}{ds} = \frac{uk_1}{x\omega_0} = \text{const}, \quad (3)$$

т. е. устойчивость будет обеспечиваться независимо от других параметров режима работы машины;

поддерживать заданные значения активной и реактивной мощностей при изменениях частоты вращения ротора в переходных процессах (главным образом для машин первой группы), а также длительной работы при частотах вращения ротора, отличных от синхронных, определяемых частотой сети (только для машин первой группы).

Первое свойство позволяет решить проблему глубокого потребления реактивной мощности (генераторами и вращающимися компенсаторами). Это же свойство позволяет повысить устойчивость электроэнергетических систем в целом. Для решения этих двух задач могут использоваться машины как первой, так и второй групп.

Второе свойство способствует решению ряда проблем, в их числе:

созданию гибких управляемых связей между энергосистемами или их частями, имеющими разные номинальные частоты, или же при равных номинальных частотах, разные условия по точности их поддержания;

ограничению зоны распространения в сети энергосистем возмущений, обусловленных резкопеременной нагрузкой, путем установки между узлами с такой нагрузкой и питающими электрическими системами агрегатов с асинхронизированными машинами, способных сглаживать передаваемые в энергосистему возмущения за счет соответствующего регулирования возбуждения и изменения кинетической энергии вращающихся масс;

повышению экономичности ветровых и приливных электростанций за счет изменения частоты вращения их агрегатов в соответствии с изменением параметров и первичных энергоносителей;

уменьшению расхода электроэнергии на собственные нужды электростанций, работающих с переменным графиком нагрузки, за счет экономичного регулирования частоты вращения механизмов с помощью асинхронизированных двигателей.

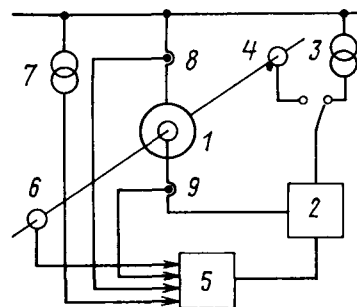


Рис. 2. Структура АС-машина

К сказанному можно добавить, что при использовании асинхронизированных генераторов сокращается время, необходимое для ввода их в работу, за счет упрощения синхронизации, ибо синфазность векторов э. д. с. машины и напряжения сети обеспечивается автоматически без необходимости точной подгонки частот вращения с помощью первичного двигателя [2].

Структура асинхронизированной машины приведена на рис. 2. В нее входят: собственно электрическая машина 1 — машина с обычным трехфазным статором и неявнополюсным симметричным (для машин первой группы), явнополюсным или неявнополюсным электрически несимметричным (для машин второй группы) ротором, выводы фаз которого подсоединены к контактным кольцам; возбудитель 2, представляющий собой циклонконвертер ЦК или реверсивный управляемый выпрямитель, источники питания циклонвертера 3 или 4, регулятор 5, формирующий требуемый закон управления напряжениями на кольцах ротора, различные датчики: углового положения и частоты вращения ротора основной машины 6, напряжения 7, токов статора и ротора 9.

Ротор основной машины может быть массивным или шихтованным. Если ротор неявнополюсный и массивный, то даже при симметричной системе его обмоток скольжения, с которыми может работать машина длительно, ограничиваются весьма малыми значениями по условиям нагрева массива из-за вихревых токов. При несимметричной системе обмоток на роторе продольная обмотка является основной и рассчитывается на создание полной м. д. с. Поперечная обмотка рассчитывается, как правило, на создание небольшой (7—10 %) основной м. д. с. В машине осуществляется управление продольной и поперечной составляющими поля возбуждения по гармоническим законам в функции угла между осями d , q ротора синхронно вращающимися осями d_0 , q_0 , связанными с вектором напряжения электрической системы. Технически это осуществляется с помощью датчиков углового положения ротора и напряжения электрической системы. Регулятор обрабатывает полученную от датчиков информацию и формирует необходимую функцию регулирования, а циклоконвертер формирует на своих выходах соответствующие им напряжения, которые и подводятся к обмоткам ротора.

Принцип раздельного управления реализуется, например, с помощью жестких отрицательных обратных связей по проекциям выбранного электрического вектора на заданные синхронно вращающиеся оси d_0 , q_0 . Эти проекции формируются с помощью датчиков выбранного вектора и положения указанных осей. Жесткие отрицательные обратные связи по проекциям осуществляют компенсацию электромагнитной инерционности цепей ротора и э. д. с., наводимой в обмотках ротора токами статора, и тем самым освобождают каналы управления проекциями [3].

Наличие у асинхронизированной машины двухканальной системы управления способствует и обеспечению хорошего качества переходных процессов. Так, при переходе машины из одного режима в другой можно обеспечить малую колебательность переходного процесса и быстрое затухание [2, 3].

Изложенное принципиально определяет те свойства асинхронизированной машины, которые были сформулированы выше. Этими свойствами, однако, машина будет обладать лишь в некоторых пределах, определяемых наличием неизбежных в технике ограничений. Подобно обычным синхронным машинам в применении

к асинхронизированным машинам можно говорить о наличии «потолочного» напряжения возбуждения, т. е. максимального напряжения, которое может быть подано на кольца ротора. У асинхронизированных машин это напряжение определяется прочностью изоляции ротора [1]. «Потолочным» значением напряжения на кольцах ротора определяется рабочий диапазон скольжений и, следовательно, частот вращения ротора для машин первой группы [1, 3].

Отмеченные выше положительные свойства асинхронизированных машин достигаются ценой определенного усложнения как их конструкций и систем возбуждения, так и систем управления ими. Опыт показывает, что имеющиеся в этом отношении трудности, во всяком случае для достаточно широкого круга машин, преодолимы.

В СССР достигнуты определенные успехи в разработке и внедрении асинхронизированных машин. Коллективами ЛПЭО «Электросила», ПО Уралэлектротяжмаш, ВНИИЭ и ВНИИэлектромаш изготовлены и успешно эксплуатируются с 1962 г. на одной из гидроэлектростанций два вертикальных асинхронизированных гидрогенератора 50 МВ·А, 40 МВт, 10,5 кВ, $138,4 \pm 1$ % об/мин [3, 4]. Ротор генератора диаметром 7,78 м — неявнополюсный, шихтованный из листов стали толщиной 2,5 мм; обмотка возбуждения двухфазная, симметричная. Номинальный ток фазы обмотки возбуждения 700 А (эффективное значение), максимальное фазное напряжение возбуждения 1500 В (эффективное значение).

Длительный период эксплуатации этих генераторов показал надежность и работоспособность всех узлов — собственно генератора, возбудителя, регулятора. До 1971 г. генераторы работали как обычные синхронные с возбуждением от генератора постоянного тока. С 1971 г. они работают в асинхронизированном режиме, причем в нормальном режиме частота вращения ротора генератора на 0,33 % ниже синхронной. Однако в процессе эксплуатации осуществляются и режимы регулирования скольжения в диапазоне $\pm 0,5$ % при заданном режиме по статору. Осуществлялись также режимы глубокого потребления реактивной мощности ($Q = -20$ МВ·А), когда угол между векторами э. д. с. и напряжения электрической системы составлял 145° . Генератор испытывался в динамических режимах. Испытания подтвердили, в частности, теоретические положения о том, что предельная динамическая устойчивость асинхронизированного генератора выше, чем у асинхронного [3, 4].

ЛПЭО «Электросила», ПО Уралэлектротяжмаш, ВНИИЭ и Гидропроект спроектирован, изготовлен и установлен на экспериментальной приливной электростанции асинхронизированный двигатель — генератор 500 кВ·А, 400 кВт, 380 В, 500 ± 30 % об/мин [3]. На шихтованном роторе этой машины расположена симметричная трехфазная система обмоток, соединенных в звезду. На валу расположен датчик положения ротора — синхронный генератор малой мощности (200 Вт) с постоянными магнитами.

Тиристорные циклоконверторы выполнены по трехфазной мостовой схеме. Для этого двигатель-генератор принят закон управления, при котором по одному каналу регулируется скольжение генератора, а по другому — реактивная мощность. Двигатель-генератор эксплуатируется в электрической системе, начиная с 1977 г. Период опытно-промышленной эксплуатации показал работоспособность и надежность всех его узлов. Проведен-

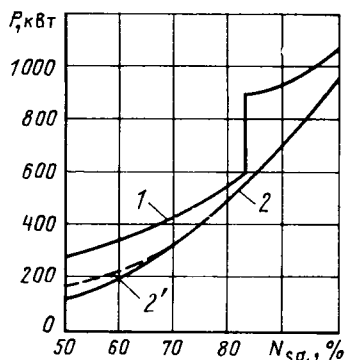


Рис. 3. Зависимость мощности P , потребляемой вентилятором от производительности котла N при различных способах регулирования: 1 — направляющим аппаратом; 2 — с помощью АС — двигателя; 2' — направляющим аппаратом при $N=65\%$

ные энергетические испытания машины во всех режимах подтвердили целесообразность использования на ПЭС асинхронизированных двигатель-генераторов, при переменной частоте вращения ротора к. п. д. гидроагрегата может быть повышен на 5—6 %.

Наиболее отработанной и вместе с тем перспективной областью применения асинхронизированных машин в электроэнергетике является использование их наряду с другими видами регулируемых по скорости машин переменного тока (в частности, с преобразователями частоты в цепи статора) для привода ряда механизмов собственных нужд электростанций, работающих в маневренных режимах.

По предварительным оценкам, применение регулируемого по скорости электропривода с тиристорным управлением на механизмах собственных нужд энергоблоков мощностью 150—300 МВт позволит снизить расход электроэнергии на собственные нужды на 8—10 %, при этом экономия условного топлива составит 1,4—2,0 г/(кВт·ч) на один блок.

К настоящему времени несколько асинхронизированных двигателей нашли практическое внедрение для привода дутьевых вентиляторов блоков мощностью 200 МВт. Данный тип электропривода разработан НИИ ПО ХЭМЗ с участием ВНИИЭ и серийно изготавливается ПО ХЭМЗ. Так, на Минской ТЭЦ-4 внедрен электропривод дутьевого вентилятора мощностью 1000 кВт, обеспечивающий годовую экономию электроэнергии на собственные нужды около 2 млн. кВт·ч.

Особенность рассматриваемого электропривода дутьевого вентилятора по схеме асинхронизированного синхронного двигателя — применение комбинированного регулирования производительности вентилятора N . Регулирование частоты вращения (производительности и напора) вентилятора осуществляется вверх и вниз от синхронной частоты (750 об/мин $\pm 25\%$) системой автоматического регулирования электропривода в функции требуемой паропроизводительности котла по сигналам тепловой автоматики в диапазоне изменения его нагрузки 100—65 %. При необходимости более глубокого регулирования производительности (растопочный режим и т. д. на минимальной частоте вращения электропривода вводится направляющий аппарат. Сказанное иллюстрируется зависимостью на (рис. 3) мощности, потребляемой вентилятором при комбинированном регулировании, в сравнении с мощностью, потребляемой при регулировании направляющим аппаратом [5].

На Змиевской ГРЭС, Бобруйской ТЭЦ-2 и Вильнюсской ТЭЦ-3 внедрены асинхронизированные электроприводы, позволяющие регулировать частоту вращения в более широких пределах (от +33 до 40 % синхронной), нежели привод Минской ТЭЦ-4, что достигнуто благодаря применению мостовой схемы циклоконвертера пс сравнению с нулевой схемой циклоконвертера привода Минской ТЭЦ-4.

В стадии реализации находится проект асинхронизированного турбогенератора 200 МВт, 235 МВ·А, 15,75 кВ, 3000 об/мин, предназначенного для решения проблемы глубокого потребления реактивной мощности [3]. Ротор генератора выполняется массивным неявнополюсным с двумя симметричными взаимно перпендикулярными распределенными обмотками возбуждения. Возбуждение генератора — тиристорное от циклоконвертеров. Турбогенератор может работать как с нулевым, так и ненулевым скольжением, причем наличие массивного ротора накладывает жесткие ограничения на значение допустимого скольжения (примерно 10^{-3}) по условиям нагрева массива вихревыми токами [6].

В принципе от асинхронного турбогенератора не требуется длительная работа с $s \neq 0$. При отказах системы возбуждения обмотка ротора генератора может быть закорочена, и при несколько пониженной выдаваемой в сеть активной мощности турбогенератор может длительно работать с ненулевым скольжением.

В стадии разработки находится также компенсатор мощностью 320 МВ·А, напряжением 20 кВ, с синхронной частотой вращения 3000 об/мин [7]. Он создается на базе серийного синхронного турбогенератора мощностью 320 МВт. На роторе компенсатора располагается несимметричная продольно-поперечная система обмоток возбуждения. Продольная обмотка выполняется и располагается в традиционном варианте. Поперечная обмотка рассчитана на создание 7 % продольной м. д. с. и располагается в специальных пазах в областях большого зуба бочки ротора. Пуск и торможение такого компенсатора будет осуществляться с помощью специального тиристорного преобразователя частоты со звеном постоянного тока. Диапазон регулирования реактивной мощности ± 320 МВ·А. Допускается кратковременная (не более 20 с) двухкратная перегрузка.

Как отмечалось выше, одним из возможных направлений использования в энергосистемах асинхронизированных машин является создание на их базе агрегатов электромеханического преобразования частоты (АС ЭМПЧ) для осуществления гибких управляемых связей между частями энергосистем, а также для связи энергосистем с потребителями электроэнергии, имеющими резко переменные нагрузки.

В СССР для одной из межсистемных связей разрабатывается АС ЭМПЧ пропускной способностью 200 МВт.

Принципиальная схема такого агрегата приведена на рис. 4. В его состав входят: две асинхронизированные машины, соединенные общим валом, циклоконвертеры, используемые для возбуждения каждой из машин, единая система автоматического регулирования комплексом, а также в общем случае устройство для пуска агрегата (на рис. 4 не показано).

Одна из машин АС ЭМПЧ подключается к одной электрической системе, вторая — к другой. Первая по направлению потока энергии машина работает в режиме двигателя, вторая — в режиме генератора.

Разрабатываемый АС ЭМПЧ создается на базе двух горизонтальных асинхронизированных машин 222,2 МВ·А; 200 МВт, 15,75 кВ, 750 об/мин, к. п. д. агрегата — 95,42 %. Роторы этих машин симметричны в магнитном и электрическом отношениях. Обмотки возбуждения двухфазные. Сердечник ротора шихтованный из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм [3].

В АС ЭМПЧ используются четыре канала регулирования. Два из них (по одному на каждую машину) служат для регулирования напряжения соответственно в первой и второй частях электрических систем, а два других канала — для регулирования активной мощности и частоты вращения агрегата. Система регулирования позволяет осуществлять реверс направления передачи мощности без изменения частоты вращения ротора. Для этого каналы регулирования активной мощности и частоты вращения переключаются с одной машины на другую. При соответствующих «потолках» возбуждения реверс мощности будет проходить достаточно быстро.

АС ЭМПЧ по указанным свойствам аналогичным вставкам постоянного тока, но в отличие от последних, способных только потреблять реактивную мощность, могут ее генерировать, а при необходимости и потреблять. Кроме того, в переходных режимах благодаря возможности АС ЭМПЧ изменять в заданных пределах частоту вращения, т. е. кинетическую энергию агрегата, возмущения, возникающие в одной части энергосистемы, практически не будут передаваться в другую. Это подтверждено экспериментами на физической модели энергосистем [3].

Предварительные проработки показали принципиальную целесообразность создания также и комбинированных гибких вставок на базе сочетания статических выпрямительно-инверторных установок, т. е. вставок постоянного тока, и АС ЭМПЧ. При этом используются достоинства установок каждого типа, в частности, отпадает необходимость установки мощных синхронных компенсаторов или батарей статических конденсаторов; требуемую для вставки постоянного тока реактивную мощность будут вырабатывать машины, входящие в АС ЭМПЧ.

В последние 10 лет за рубежом созданы и реализованы асинхронизированные машины в различных установках. Фирмами «Сименс», «Броун Бовери» и «Мицубиси» разработаны и внедрены на ряде объектах, в том числе на электростанциях, регулируемые электроприводы [2]. Фирмой «Сименс» для электростанции «Гровиан-1» (ФРГ) изготовлен асинхронизированный генератор мощностью 3,5 МВ·А с диапазоном регулирования 1500 об/мин $\pm 15\%$.

Большие работы за рубежом проведены по созданию АС ЭМПЧ для энергоснабжения различного рода импульсных установок и связи тяговых электрических сетей с промышленными. Так, фирмой «Броун Бовери» создан АС ЭМПЧ мощностью 60 МВт (80 МВ·А), напряжением 10 кВ, частотой вращения 500 об/мин, предназначенный для связи промышленных (50 Гц) и тяговых сетей (16 $\frac{2}{3}$ Гц); фирмами «Сименс», «АЕГ-Телефункен», «Элин» созданы и успешно применяются АС ЭМПЧ единичной мощности от 7,5 до 35 МВт для аналогичных сетей.

Заслуживающим внимание примером применения АС ЭМПЧ для осуществления гибкой связи подсистем является агрегат фирмы «Сименс», работающий с 1968 г. в Женеве в институте ЦЕРН (Европейская организация

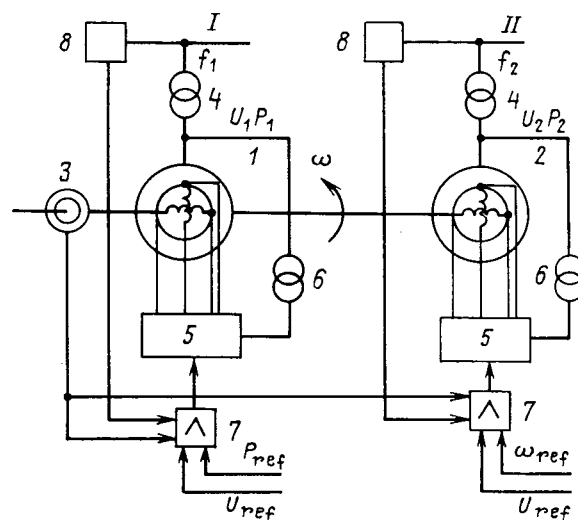


Рис. 4. Принципиальная схема АС ЭМПЧ.

1, 2 — первая и вторая АС — машины; 3 — датчик углового положения ротора; 4 — сетевые силовые трансформаторы; 5 — циклоконвертеры возбуждения; 6 — силовые трансформаторы для питания циклоконвертеров; 7 — автоматические регуляторы возбуждения; 8 — датчики частот сетей

ядерных исследований) в системе энергоснабжения 28 ГэВ протон-синхротрона. В магнитном кольце диаметром 300 м электрически заряженные частицы ускоряются с помощью магнитных полей с растущей индукцией до сверхвысоких скоростей. Пик мощности ± 70 МВт наблюдается только в течение нескольких миллисекунд. Местные сети электроснабжения 50 Гц непригодны для работы с такой импульсной нагрузкой из-за недопустимых колебаний напряжения сети и изменений частоты. АС ЭМПЧ выполнен шестиполусным с номинальной скоростью 1000 об/мин, что позволяет отказаться от особого маховика. Выбранный принцип с накопителем энергии в виде АС ЭМПЧ для гибкой связи позволяет при пике мощности в 70 МВт у трехфазного генератора ограничиться равномерной и независимой от импульсной нагрузки мощностью двигателя 6 МВт, потребляемой от местной сети 50 Гц. Колебания мощности в питающей сети при этом составляют только ± 150 кВт.

В США агрегат подобного рода применен в системе электроснабжения протон-синхротрона 33 ГэВ.

В 1974 г. фирма «Сименс» изготовила АС ЭМПЧ для демпфирования кратковременных импульсов 150 МВт (установлен в ФРГ в институте ядерных исследований им. Макса Планка). Двигатель этого преобразователя питается постоянной мощностью, примерно равной 10 МВт, от местной сети 50 Гц. Роторы обеих машин преобразователя связывает маховик 230 т, который выполняет роль накопителя.

Отметим также, что энергоснабжение завода «Динамо Верк» в Западном Берлине фирмы «Сименс», ведущего испытания двигателей, генераторов и выключателей, осуществляется также через АС ЭМПЧ от местной сети 50 Гц. Этот преобразователь имеет длительную мощность 7,5 МВт, импульсную — 200 МВт [7].

Резюмируя результаты в области исследования возможностей и опыта практического применения асинхронизированных машин, можно утверждать, что они уже нашли и найдут определение области применения в современных и будущих электроэнергетических си-

стемах. Необходимы дальнейшие исследования и разработки, а также накопление опыта эксплуатации таких машин для определения путей их совершенствования и уточнения технических и экономически целесообразных областей применения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемые машины переменного тока. — М.: Наука, 1969.
2. Блоцкий Н. Н., Лабунец И. А., Шакарян Ю. Г. Машины двойного питания. Итоги науки и техники. Электрические машины и трансформаторы. Т. 2 — М.: ВИНТИ, 1979.
3. Шакарян Ю. Г. Асинхронизированные синхронные машины. — М.: Энергоиздат, 1984.

4. Блоцкий Н. Н., Ботвинник М. М. и др. Испытания машин с продольно-поперечным возбуждением и перспективы их применения в энергосистемах. СИГРЭ, доклад № 11-05, 1980.
5. Довганюк И. Я., Мурзаков А. Г. и др. Асинхронизированный синхронный двигатель для привода дутьевого вентилятора. — Электрические станции, 1982, № 10.
6. Установившиеся режимы работы асинхронизированного турбогенератора/И. А. Лабунец, Ю. Г. Шакарян, А. П. Лохматов и др. — Электричество, 1981, № 3.
7. О применении электромеханических преобразователей частоты в энергосистемах/В. А. Веников, Н. И. Зеленохат, Ю. Г. Шакарян, Х. Г. Дункель — Электричество, 1977, № 4.
8. Кабанов П. С., Каспаров Э. А. и др. Пути создания мощных синхронных компенсаторов продольно-поперечного возбуждения. — Электричество, 1984, № 9.

[03.06.85]

УДК 621.311.001.24

Расчет несимметричных режимов электрических систем с использованием фазных координат

БЕРМАН А. П., канд. техн. наук

Киевский ОКП ВГПИ и НИИ «Энергосетьпроект»

Для расчета несимметричных режимов электрических систем наибольшее распространение получил метод симметричных составляющих, согласно которому расчетная схема может быть представлена тремя схемами замещения, соединенными только в месте несимметрии. Использование метода наложения позволяет не рассматривать одновременно все три схемы и при расчетах на ЭВМ оперативную память использовать только для одной последовательности.

Такой подход был целесообразным при использовании ЭВМ первого поколения. ЭВМ третьего поколения дают возможность разместить в оперативной памяти схемы замещения трех последовательностей для сетей достаточно большого объема [1]. Основным недостатком метода симметричных составляющих в этих условиях следует признать сложность представления нескольких одновременных несимметрий, что достаточно просто осуществляется при использовании фазных координат.

В статье рассматривается метод расчета трехфазных электрических систем в фазных координатах, не требующий существенного увеличения ресурсов ЭВМ по сравнению с методом симметричных составляющих. Основным назначением выполненных разработок является расчет неполнофазных и сложносимметричных режимов.

При использовании фазных координат электрическая система описывается трехлинейной схемой или в виде составной сети (компаунд-сети [2]). В первом случае каждый трехфазный элемент описывается тремя сопротивлениями с электромагнитными связями или соответствующими схемами замещения [3—8]. Количество узлов расчетной схемы по отношению к однолинейной сети в этом случае утраивается. Во втором случае трехфазная сеть рассматривается как однолинейная, в которой каждое сопротивление является матрицей размерности 3×3 , а токи и напряжения — векторами размерности 3 [2, 9, 10]. Первый способ позволяет рассматривать любые многофазные элементы, например, ВЛ с тросами. Однако для таких элементов необходимо составлять однолинейные схемы замещения, часто дос-

таточно сложные. В предлагаемой статье используется второй способ, при котором требуется определять эквивалентные трехфазные параметры элементов систем. При таком представлении в расчетной схеме не должны присутствовать тросы ВЛ, нейтралей трансформаторов и т. д. При использовании ЭВМ последнее обстоятельство не является серьезным препятствием, так как требуемые величины (токи в тросах, напряжения незаземленных нейтралей и т. д.) просто дополнительно рассчитываются по напряжениям или токам фаз.

Для трехфазной сети могут быть составлены узловые уравнения, коэффициенты которых являются матрицами размерности 3×3 , а неизвестные и правые части — векторами размерности 3. Матрицы сопротивлений наиболее характерных элементов трехфазной сети показаны в табл. 1. На основе таких матриц составляются узловые уравнения как отдельных элементов, так и системы в целом. Во многих случаях удобно воспользоваться известным соотношением [10]:

$$Y_{\phi} = M Z_{\phi}^{-1} M_t, \quad (1)$$

где Y_{ϕ} — матрица узловых проводимостей в фазных координатах; M — первая матрица инцидентий, отражающая соединения фазных ветвей в узлах схемы; M_t — транспонированная к матрице M ; Z_{ϕ} — матрица сопротивлений отдельных фаз.

Матрица узловых проводимостей сети Y_{ϕ} будет состоять из подматриц размерности 3×3 , структура которых может быть описана номерами типов табл. 1. Рассмотрим включение в узловые уравнения различных трехфазных элементов.

Линии электропередачи. Определение параметров линий в фазных координатах подробно рассмотрено в [10—13]. Значения продольных сопротивлений и поперечных проводимостей ВЛ зависят от конструкции линии и на каждом участке с определенным расположением проводов отличаются для разных фаз. В некоторых случаях эти различия необходимо учитывать, так как они могут вызвать заметную несимметрию токов и напряжений в системе. Поскольку конструкции ВЛ раз-

Таблица 1

Тип подматрицы	Трехфазный элемент	Матрицы сопротивлений																			
		в фазных составляющих	в симметричных составляющих																		
1	Сопротивление в нейтрали	<table><tr><td>z</td><td>z</td><td>z</td></tr><tr><td>z</td><td>z</td><td>z</td></tr><tr><td>z</td><td>z</td><td>z</td></tr></table>	z	z	z	z	z	z	z	z	z	<table><tr><td>z_0</td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td></td></tr></table>	z_0								
z	z	z																			
z	z	z																			
z	z	z																			
z_0																					
2	Группа однофазных элементов	<table><tr><td>z</td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>z</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td>z</td></tr></table>	z				z				z	<table><tr><td>z</td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>z</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td>z</td></tr></table>	z				z				z
z																					
	z																				
		z																			
z																					
	z																				
		z																			
3	Симметричный статический элемент	<table><tr><td>z</td><td>z_m</td><td>z_m</td></tr><tr><td>z_m</td><td>z</td><td>z_m</td></tr><tr><td>z_m</td><td>z_m</td><td>z</td></tr></table>	z	z_m	z_m	z_m	z	z_m	z_m	z_m	z	<table><tr><td>z_0</td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>z_1</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td>z_1</td></tr></table>	z_0				z_1				z_1
z	z_m	z_m																			
z_m	z	z_m																			
z_m	z_m	z																			
z_0																					
	z_1																				
		z_1																			
4	Симметричный вращающийся элемент	<table><tr><td>z</td><td>z_{m1}</td><td>z_{m2}</td></tr><tr><td>z_{m2}</td><td>z</td><td>z_{m1}</td></tr><tr><td>z_{m1}</td><td>z_{m2}</td><td>z</td></tr></table>	z	z_{m1}	z_{m2}	z_{m2}	z	z_{m1}	z_{m1}	z_{m2}	z	<table><tr><td>z_0</td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>z_1</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td>z_2</td></tr></table>	z_0				z_1				z_2
z	z_{m1}	z_{m2}																			
z_{m2}	z	z_{m1}																			
z_{m1}	z_{m2}	z																			
z_0																					
	z_1																				
		z_2																			
5	Несбалансированный трехфазный элемент	<table><tr><td>z_{AA}</td><td>z_{AB}</td><td>z_{AC}</td></tr><tr><td>z_{BA}</td><td>z_{BB}</td><td>z_{BC}</td></tr><tr><td>z_{CA}</td><td>z_{CB}</td><td>z_{CC}</td></tr></table>	z_{AA}	z_{AB}	z_{AC}	z_{BA}	z_{BB}	z_{BC}	z_{CA}	z_{CB}	z_{CC}	<table><tr><td>z_{00}</td><td>z_{01}</td><td>z_{02}</td></tr><tr><td>z_{10}</td><td>z_{11}</td><td>z_{12}</td></tr><tr><td>z_{20}</td><td>z_{21}</td><td>z_{22}</td></tr></table>	z_{00}	z_{01}	z_{02}	z_{10}	z_{11}	z_{12}	z_{20}	z_{21}	z_{22}
z_{AA}	z_{AB}	z_{AC}																			
z_{BA}	z_{BB}	z_{BC}																			
z_{CA}	z_{CB}	z_{CC}																			
z_{00}	z_{01}	z_{02}																			
z_{10}	z_{11}	z_{12}																			
z_{20}	z_{21}	z_{22}																			

личные (ВЛ могут иметь различное количество тросов, могут использоваться расщепленные провода и т. д.), для анализа системы следует заменить реальную линию эквивалентной трехпроводной. Для многоцепных линий и ВЛ, проложенных в одном коридоре, следует учитывать взаимное электромагнитное, а иногда и электростатическое влияние отдельных цепей. Собственные взаимные продольные сопротивления и поперечные проводимости линий в фазных координатах в общем случае описываются подматрицами типа 5 (табл. 1). Если линии полностью транспонированы или могут быть приняты таковыми, подматрицы собственных сопротивлений и проводимостей ВЛ приводятся к типу 3, а взаимных — к типу 1, что соответствует связи между отдельными цепями только в схеме замещения нулевой последовательности.

Для включения ЛЭП в систему узловых уравнений электромагнитные связи между ВЛ, как и в однолинейных схемах, следует заменить эквивалентными электрическими связями по схеме полного многоугольника [4]. Аналитический вывод матрицы узловых проводимостей в этом случае возможен с помощью выражения (1). Если не учитывается пофазное различие параметров, для группы индуктивно связанных ВЛ целесообразно замену электромагнитных связей электрическими производить в схеме замещения нулевой последовательности с последующим переводом эквивалентной схемы в фазные координаты.

Генераторы. Матрица сопротивлений вращающейся машины соответствует типу 4 (табл. 1). Она не обладает симметрией относительно главной диагонали, так как взаимное сопротивление данной фазы машины с опережающей фазой отличается от взаимного сопротивления с отстающей фазой. В начальный момент после коммутации в системе при определенных условиях в расчете сверхпереходного процесса сопротивления машины прямой и обратной последовательностей могут быть приня-

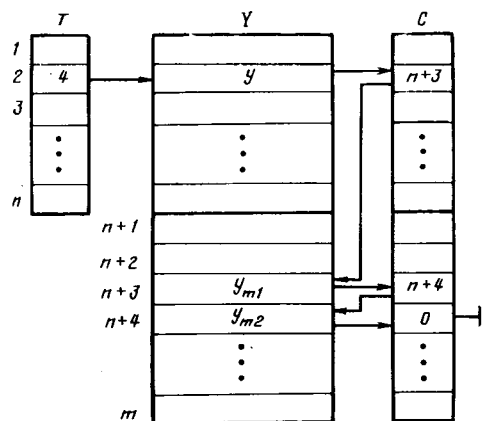


Рис. 1

ты равными друг другу. В этом случае матрица сопротивлений в фазных координатах соответствует типу 3.

Трансформаторы. Модели различных трансформаторов в фазных координатах могут строиться с помощью выражения (1). Здесь ограничимся общими выводами, доказательство которых приведено в [13]. Для группы однофазных трансформаторов со схемой Y_n/Δ —11 матрица узловых проводимостей в фазных координатах имеет следующий вид:

$$Y_{ф.т} = \begin{bmatrix} y_1 & & & -y_m & & y_m \\ & y_1 & & y_m & -y_m & \\ & & y_1 & & y_m & -y_m \\ -y_m & y_m & & 2y_2 & -y_2 & -y_2 \\ & -y_m & y_m & -y_2 & 2y_2 & -y_2 \\ y_m & & -y_m & -y_2 & -y_2 & 2y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_I & Y_{III} \\ Y_{II} & Y_{II} \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$y_1 = \frac{1}{z_T}; \quad y_2 = \frac{|k_T|^2}{z_T}; \quad y_m = \frac{k_T}{z_T}, \quad (3)$$

где z_T и k_T — сопротивление и коэффициент трансформации трансформатора.

По структуре матрица Y_I относится к типу 2, Y_{II} — к типу 3, а Y_{III} — к типу 4. Подматриц указанных структур достаточно для формирования узловых уравнений трансформаторов с наиболее распространенными схемами соединения обмоток (табл. 2), а наличие в расчетной схеме трансформаторов со сдвигом фаз первичного и вторичного напряжений не приводит к появлению несимметрии общей матрицы узловых проводимостей.

Решение систем узловых уравнений в фазных координатах. Уравнения режима трехфазной сети аналогичны обычным уравнениям однолинейной сети, и для их решения могут быть применены любые известные методы. Наиболее эффективное решение дает метод Гаусса при использовании как разреженности общей матрицы узловых проводимостей $Y_{ф.т}$, так и свойств отдельных подматриц 3×3 . При расчете реальных электрических систем большинство элементов задается с одинаковыми фазными параметрами. Такие элементы описываются в матрице $Y_{ф.т}$ подматрицами типа 1÷4. Для них не следует хранить в памяти ЭВМ по девять комплексных чисел. Для подматриц типа 1 и 2 достаточно хранить одно, типа 3 — два и типа 4 — три числа. Подматрицами типа 5 описываются ветви с пофазно различными параметрами (нетранспонированные ВЛ, несимметричные нагрузки и т. д.) и неполнофазные элементы. В практических расчетах обычно рассматривается относительно небольшое количество таких элементов.

Таблица 2

№ п/п	Соединения обмоток		Собственные проводимости		Взаимная проводимость
	Шины I	Шины II	Шины I	Шины II	
1	Звезда с нулем	Звезда с нулем	Y_I	Y_I	$-Y_I$
2	Звезда с нулем	Звезда	Y_{II}	Y_{II}	$-Y_{II}$
3	Звезда с нулем	Треугольник	Y_I	Y_{II}	Y_{III}
4	Звезда	Звезда	Y_{II}	Y_{II}	$-Y_{II}$
5	Звезда	Треугольник	Y_{II}	Y_{II}	Y_{III}
6	Треугольник	Треугольник	Y_{II}	Y_{II}	$-Y_{II}$

Сказанное относится не только к описанию исходной сети, но и к различным этапам исключения трехфазных узлов. В процессе выполнения прямого хода Гаусса (алгоритм «Свертка» [4]) с подматрицами 3×3 производятся операции обращения, сложения, умножения и их комбинации. При этом получают новые подматрицы со структурой не сложнее структур подматриц, с которыми производились вычисления. Убедиться в этом можно, выполнив различные операции с подматрицами различных типов.

Для начальной матрицы узловых проводимостей можно выделить больше, чем пять типов подматриц (табл. 1). Например, к отдельному типу можно отнести подматрицы, описывающие элементы с пофазно различными параметрами, но симметричные относительно главной диагонали. Для таких подматриц можно хранить не девять, а только шесть параметров. Однако при умножении их на подматрицы типа 3 и 4 получаем полные несимметричные подматрицы (тип 5). В отдельные типы в табл. 1 выделены подматрицы, которые сохраняют свою структуру при выполнении с ними различных элементарных операций.

Расход ресурсов ЭВМ при алгоритмической реализации расчетов с использованием типов подматриц и минимального количества хранимых в памяти численных параметров незначительно превосходит их расход при последовательном расчете трех схем замещения с симметричными составляющими.

Для такой реализации разработаны специальные информационные структуры (рис. 1), позволяющие хранить в памяти ЭВМ для каждой подматрицы 3×3 только необходимое количество численных параметров, изменять тип любой подматрицы с изменением количества ее характеристик, что требуется в процессе выполнения прямого хода. Такие структуры состоят из трех массивов: T — типы подматриц, Y — проводимости, C — связи. Массивы Y и C представляют связные списки [14]. Каждый список описывает одну подматрицу и содержит от одного до девяти элементов. На рис. 1 показано размещение в памяти подматрицы типа 4, которая описывается тремя различными комплексными числами y, y_{m1}, y_{m2} , занимающими в массиве Y вторую, $n+3$ и $n+4$ строки. Порядок следования этих элементов определяется по значениям массива C : $n+3, n+4, 0$. Ноль указывается на конец списка.

В указанных массивах должны размещаться собственные и взаимные проводимости узлов трехфазной сети на различных этапах расчета. Организация остальной информации, необходимой для расчета сети в фазных координатах, принципиально не отличается от информационных структур, используемых для расчета однолинейной сети.

Порядок решения уравнений трехфазной сети ме-

тодом Гаусса с учетом разреженности матрицы Y_Φ аналогичен порядку расчета однолинейной сети, но последовательность исключения трехфазных узлов следует устанавливать не по минимальному числу трехфазных элементов, а по минимальному расходу памяти. Это соответствует тому, что узлам, собственные проводимости которых являются подматрицами 3×3 с меньшим порядковым номером типа, следует отдавать предпочтение при определении очередного исключаемого узла. Алгоритм упорядочения по минимальному числу присоединенных ветвей в этом случае нужно изменить следующим образом.

1. На каждом этапе прямого хода для каждого не-исключенного узла s определяется

$$X_s = \frac{1}{2} E_s (E_s - 1) K_s, \quad (4)$$

где E_s — количество трехфазных связей узла s со смежными трехфазными узлами; K_s — коэффициент, зависящий от типа собственной проводимости узла s и равный количеству ее численных параметров; для типа 2 он равен одному, типа 3 — двум, типа 4 — трем и типа 5 — девяти.

2. Для исключения выбирается узел с минимальным значением X_s .

3. Если таких узлов несколько, предпочтение отдается узлу, собственная проводимость которого имеет меньший номер типа.

Описанный алгоритм дает результаты, близкие к оптимальным с точки зрения времени счета и памяти ЭВМ.

Расчет сетей с изолированной нейтралью. Если в районе энергосистемы с изолированной нейтралью отсутствует электрическая связь с общей точкой (к. з. на землю) или с районом сети с заземленной нейтралью (например, замыкание между одной фазой ВЛ 35 кВ и другой фазой ВЛ 110 кВ), общая матрица узловых проводимостей в фазных координатах Y_Φ будет особенной. Учет емкостной проводимости в сети 35 кВ и ниже не обеспечивает требуемой точности расчетов, так как в этом случае матрица Y_Φ слабо обусловлена. Для решения узловых уравнений в этом случае необходимо исключить из системы одно линейно зависимое уравнение и для одной точки (фазы) района с изолированной нейтралью задать значение потенциала (например, принять напряжение фазы C одного из узлов равным нулю U_n номинальному напряжению). Это приводит к появлению в матрице Y_Φ блоков размерности 2×2 и 3×2 , для описания которых можно использовать подматрицы типа 5 с нулевыми столбцами и строками.

Рассмотрим исключение из узловых уравнений электрической системы шин трансформатора A, B, C , соединенных треугольником. Для этого следует исключить из матрицы $Y_{\Phi, T}$ (2) блок Y_{II} . Непосредственное выполнение такой операции не представляется возмож-

ным, так как подматрица Y_{II} является особенной. Вычеркнув из системы одно из линейно зависимых уравнений (например, для I_C) и задав напряжение одной фазы (U_C) равным нулю, что соответствует заземлению фазы C , получим новую систему:

$$\begin{matrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \end{matrix} = \begin{matrix} y_1 & & & -y_m & \\ & y_1 & & y_m & -y_m \\ & & y_1 & & y_m \\ -y_m & y_m & & 2y_2 & -y_2 \\ & -y_m & y_m & -y_2 & 2y_2 \end{matrix} \begin{matrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_{AC} \\ U_{BC} \end{matrix}, \quad (5)$$

из которой можно исключить U_A и U_B , численно равные в этом случае междуфазным напряжениям U_{AC} и U_{BC} . С учетом (3) получим:

$$Y_{abc} = \frac{1}{3z_T} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

В рассматриваемом случае при перемножении подматриц типа 5 получаем в конечном итоге подматрицу типа 1. Чтобы избежать хранения излишнего количества полных подматриц (типа 5), указанную особенность следует учесть алгоритмическим путем.

Представление неполнофазных элементов. Короткие замыкания и обрывы фаз могут учитываться непосредственно при составлении узловых уравнений. Разрыв фазы ветви можно заменить включением в нее бесконечно большого сопротивления. Такая ветвь, например, при отключении фазы A описывается подматрицей

$$Y_{\Phi, P} = \begin{matrix} z_{aa} + z_p & z_{ab} & z_{ac} \\ z_{ba} & z_{bb} & z_{bc} \\ z_{ca} & z_{cb} & z_{cc} \end{matrix}^{-1} \xrightarrow{z_p \rightarrow \infty} \begin{matrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & y_{bb} & y_{bc} \\ 0 & y_{cb} & y_{cc} \end{matrix}, \quad (7)$$

которую следует отнести к типу 5. Аналогично можно рассмотреть отключение других фаз, в том числе и одно-временное отключение двух фаз.

В матрице Y_Φ достаточно просто можно учесть к. з. через переходные сопротивления. Для моделирования металлических к. з. такой путь не представляется возможным, так как требует введения бесконечно больших проводимостей.

Рассмотрим к. з. на землю фазы j узла K . Напряжение U_{Kj} равно нулю, и его можно исключить из узловых уравнений, а порядок системы понизить на единицу за счет исключения уравнения для тока I_{Kj} . Практически для этого следует записать нули в строку и столбец K_j матрицы Y_Φ , а при исключении узла K для по-

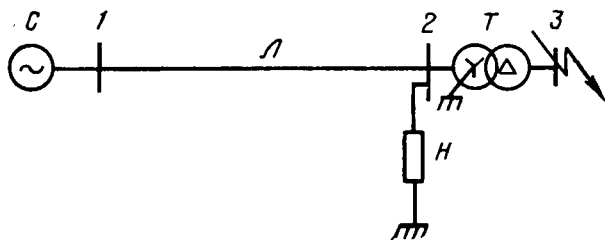


Рис. 2

лучения обратной подматрицы \mathbf{Y}_{KK}^{-1} — перейти к меньшей размерности.

При замыкании между двумя фазами, например, фазой j узла S и фазой i узла R , из системы узловых уравнений следует исключить одно уравнение (для тока I_{Sj} и одно неизвестное (напряжение U_{Sj}). Для этого достаточно сложить столбцы и строки матрицы \mathbf{Y}_Φ с номерами S_j и R_i , так как $U_{Sj} = U_{Kj}$, а $I_{Sj}^{K,3} = -I_{Ri}^{K,3}$. Полученные коэффициенты записать в столбец и строку R_i , а столбец и строку S_j заполнить нулями. Значение тока для нового уравнения R_i будет равно сумме «нагрузочных» токов фаз R_i и S_j и не будет включать неизвестной величины тока к. з.

Учет в матрице \mathbf{Y}_Φ обрывов фаз и к. з. приводит к появлению дополнительных подматриц типа 5. При отключении одной или двух фаз одной ветви в матрице \mathbf{Y}_Φ появятся три таких подблока (одна взаимная проводимость и две собственные). При к. з. подматриц типа 5 может появиться несколько больше. Однако их общее количество невелико, так как в практических расчетах рассматривается небольшое количество повреждений и они не оказывают значительного влияния на требуемые ресурсы ЭВМ. Кроме того, обычно рассматривается только одно к. з., и такой расчет может быть выполнен методом наложения.

Расчет токов к. з. с использованием метода наложения. Напряжения узлов при к. з. можно получить как сумму напряжений в режиме без рассматриваемого к. з., который условно назовем нагрузочным, и напряжений дополнительного режима, обусловленного токами к. з., приложенными к пассивной схеме [4, 11]. В нагрузочном режиме и в пассивной схеме могут учитываться имеющиеся в расчетной схеме несимметрии.

При к. з. фазы j узла K на землю напряжения узлов сети равны:

$$U_S = U_S^H + Z_{SKj} I_{Kj}, \quad (8)$$

где U_S — вектор фазных напряжений узлов сети; U_S^H — вектор напряжений в нагрузочном режиме; Z_{SKj} — вектор взаимных сопротивлений фазы j узла K , полученный методом единичного тока; I_{Kj} — ток к. з.:

$$I_{Kj} = \frac{U_{Kj}^H}{z_{KjKj} + z_n}. \quad (9)$$

Здесь z_{KjKj} — собственное сопротивление фазы Kj ; z_n — переходное сопротивление в месте к. з.

Ток к. з. между фазами Kj и S_i можно определить по следующему выражению:

$$I_{K,3} = \frac{U_{Kj}^H - U_{Si}^H}{z_{SiSi} + z_{KjKj} - z_{SiKj} - z_{KjSi} + z_n}. \quad (10)$$

В этом случае требуется вычисление двух векторов взаимных сопротивлений, размерность которых равна утроенному количеству узлов однолинейной схемы. При выполнении таких расчетов для каждой точки к. з. нет необходимости повторять наиболее трудоемкую процедуру «Свертки».

Программа расчета сложных несимметричных режимов. При расчетах неполнофазных и сложносимметричных режимов определенные трудности связаны с представлением нагрузок [10]. Симметричные нагрузки проще задавать в симметричных составляющих:

в схеме прямой последовательности — полными мощностями, а в схемах обратной и нулевой последовательности — эквивалентными сопротивлениями. Несимметричные нагрузки принято задавать значениями полных мощностей по фазам. Расчет режима в такой постановке может быть выполнен только итерационным методом. В рассматриваемой работе на каждой итерации по значениям напряжений узлов определяются величины токов узлов в фазных координатах. После этого решается система линейных уравнений (алгоритм «Потенциал» [4]) и находятся уточненные значения напряжений фаз. Для симметричных нагрузок задающие токи определяются по составляющим прямой последовательности. Замена поперечных ветвей токами обратной и нулевой последовательностей не производится, так как напряжения обратной и нулевой последовательностей могут претерпевать большие изменения при расчете, что ухудшает сходимость итерационного процесса [12].

Разработанная программа позволяет выполнять расчеты в сетях с предельным объемом до 200 трехфазных узлов при практически неограниченном количестве несимметрий с соблюдением требуемой точности. Она может использоваться для проверки возможности длительной работы энергосистемы в неполнофазных режимах, для определения параметров установившихся режимов при наличии длинных нетранспонированных ВЛ или больших однофазных нагрузок с целью выяснения необходимости выполнения транспозиций ВЛ или других мероприятий по симметрированию режима и т. д. Кроме того, программа позволяет выполнять расчеты сложно-несимметричных повреждений (одновременные отключения фаз и короткие замыкания), в том числе и в несимметричных электрических системах, для проверки устройств релейной защиты и автоматики.

Пример. Определим напряжения в узлах сети (рис. 2) при одновременном отключении фазы A нагрузки H и коротком замыкании между фазами A и B за трансформатором T со схемой обмоток Y/Δ — 11 (узел 3). Для упрощения расчетов не учитываются активные сопротивления элементов сети и различия сопротивлений прямой и обратной последовательностей нагрузки H и системы C . Параметры элементов сети: $E_c = 115/\sqrt{3}$ кВ; $x_{c1} = 33$ Ом; $x_{c0} = 12$ Ом; $x_{л1} = 21$ Ом; $x_{л0} = 62$ Ом; $x_{H1} = x_{H2} = 180$ Ом; $x_{H0} = 70$ Ом; $x_T = 22$ Ом; $k_T = \frac{115}{10,5} \frac{1}{\sqrt{3}} = 6,32$.

Трехфазные проводимости системы и ВЛ являются подматрицами типа 3 и описываются двумя параметрами — собственными и взаимными проводимостями фаз. В соответствии с переходом от симметричных к фазным координатам эти проводимости для системы равны:

$$y_{\Phi, c} = \frac{1}{3} (2y_{c1} + y_{c0}) = \frac{1}{3} \left(\frac{2}{j \cdot 33} + \frac{1}{j \cdot 12} \right) = -j \cdot 0,04798 \text{ См};$$

$$y_{M, \Phi, c} = \frac{1}{3} (y_{c0} - y_{c1}) = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{j \cdot 12} - \frac{1}{j \cdot 33} \right) = -j \cdot 0,01768 \text{ См}.$$

Для ВЛ: $y_{\Phi, л} = -j \cdot 0,03712$ См; $y_{M, \Phi, л} = j \cdot 0,01050$ См. Собственные и взаимные сопротивления фаз нагрузки составляют 143,33 и —36,67 Ом. Проводимость нагруз-

ки при отключенной фазе A в соответствии с (7) равна:

$$Y_H = -j \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,00746 & 0,00191 \\ 0 & 0,00191 & 0,00746 \end{bmatrix} \text{ См.}$$

Трехфазные проводимости всех элементов, кроме трансформаторов, включаются в матрицу Y_Φ аналогично элементам однолинейной сети: собственные проводимости (диагональные подматрицы) равны сумме трехфазных проводимостей элементов сети, связанных с рассматриваемым узлом, а взаимные — соответствующим проводимостям с обратным знаком. Трансформатор T включается в Y_Φ по (2), (3):

$$Y_{\Phi, T} = \begin{bmatrix} Y_I & Y_{III} \\ Y_{III}^t & Y_{II} \end{bmatrix} =$$

$$-j \begin{bmatrix} 0,04545 & & & -0,28743 & & 0,28743 \\ & 0,04545 & & 0,28743 & -0,28743 & \\ & & 0,04545 & & 0,28743 & -0,28743 \\ -0,28743 & 0,28743 & & 3,63499 & -1,81749 & -1,81749 \\ & -0,28743 & 0,28743 & -1,81749 & 3,63499 & -1,81749 \\ 0,28743 & & -0,28743 & -1,81749 & -1,81749 & 3,63499 \end{bmatrix} \text{ См.}$$

Тогда общую матрицу узловых проводимостей трехфазной сети можно представить в следующем виде:

$$Y_\Phi = \begin{bmatrix} Y_c + Y_\Gamma & -Y_\Gamma & \\ -Y_\Gamma & Y_\Gamma + Y_I + Y_H & Y_{III} \\ & Y_{III}^t & Y_{II} \end{bmatrix}.$$

Замыкание между фазами A и B узла 3 можно представить как замыкание указанных фаз на землю, так как отсутствует заземленная нейтраль. Для этого в строки и столбцы 3A и 3B матрицы Y_Φ запишем нули:

$$Y_\Phi = j \begin{bmatrix} -0,08510 & -0,00718 & -0,00718 & 0,03712 & -0,01050 & -0,01050 & & & \\ -0,00718 & -0,08510 & -0,00718 & -0,01050 & 0,03712 & -0,01050 & & & \\ -0,00718 & -0,00718 & -0,08510 & -0,01050 & -0,01050 & 0,03712 & & & \\ 0,03712 & -0,01050 & -0,01050 & -0,08258 & 0,01050 & 0,01050 & 0 & & -0,28743 \\ -0,01050 & 0,03712 & -0,01050 & 0,01050 & -0,09004 & 0,00859 & 0 & 0 & \\ -0,01050 & -0,01050 & 0,03712 & 0,01050 & 0,00859 & -0,09004 & & 0 & 0,28743 \\ & & & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ & & & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & -0,28743 & & 0,28743 & 0 & 0 & -3,63499 \end{bmatrix} \text{ См.}$$

Таблица 3

Узел	Фаза А		Фаза В		Фаза С	
	модуль	угол	модуль	угол	модуль	угол
1	55,92	-10,2	36,67	-120,3	54,31	130,7
2	52,22	-18,7	17,46	-115,5	46,37	139,3
3	0	0	0	0	7,65	151,0

Вычисленные с помощью такой матрицы напряжения в узле 3 будут соответствовать междуфазным значениям: напряжение фазы C равно $U_{CA} = U_{CB}$, а $U_{AB} = 0$.

В соответствии с алгоритмом расчета трехфазных сетей на первом этапе следует исключить узел 1, собственная проводимость которого описывается подматрицей типа 3. При пересчете собственной проводимости узла 2

$$Y_{22}^{(1)} = Y_{22} - Y_{21} Y_{11}^{-1} Y_{12}$$

с подматрицами типа 3 (подматрицы Y_{21} , Y_{11} и Y_{12}) не требуется производить прямые матричные операции обращения и умножения. Например, при умножении можно ограничиться определением только двух величин — диагонального и недиагонального элементов подматрицы результата, что требует выполнения четырех операций умножения (вместо 27 при прямом перемножении двух матриц). Такой подход, реализованный в программе расчета сложных несимметричных режимов, позволяет существенно экономить время работы ЭВМ.

На следующих этапах (при исключении узлов 2 и 3) выполняются прямые матричные операции, а для обращения собственной проводимости узла 3 надо перейти к размерности подматрицы, равной единице.

Расчет напряжений производится по алгоритму «Потенциал» [4]. Правые части уравнений (токи узлов) определяются заменой ЭДС эквивалентными источниками тока в фазных координатах:

$$I_{\Phi 1} = \frac{E_c}{z_{c1}} \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j \cdot 3,4848 \\ -3,0180 + j \cdot 1,7424 \\ 3,0180 + j \cdot 1,7424 \end{bmatrix} \text{ кА.}$$

Остальные узловые токи равны нулю. Результаты расчета напряжений узлов сети в фазных координатах

при сложном повреждении приведены в табл. 3 (модули напряжений — в кВ, углы — в градусах).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кимельман Л. Б., Лосев С. Б., Россовский Е. Л. Основы информационной структуры комплекса программ для решения сетевых задач на ЭВМ третьего поколения.— *Электричество*, 1974, № 5.
2. Крон Г. Тензорный анализ сетей.— М.: Советское радио, 1978.
3. Лосев С. Б. Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов.— *Электричество*, 1979, № 1.
4. Лосев С. Б., Чернин А. Б. Вычисление электрических величин в несимметричных режимах электрических систем.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Заславская Т. Б. Алгоритмы расчета в фазных координатах сети большого объема.— *Тр. СибНИИЭ*, 1972, вып. 23.
6. Three phase load flow program/Birt K. A., Graffy J. J., McDonald J. D., El-Abiad A. H.— *IEEE Trans. on PAS*, 1976, vol. 95, No. 1.
7. Laughton M. A. Analysis of unbalanced polyphase net-

works by the method of phase-coordinates. Part I.— *Proc. Inst. Elec. Eng.*, 1968, vol. 115, No. 8.

8. Roy L., Rao N. D. Exact calculation of simultaneous faults involving open conductors and line-to-ground short circuits on inherently unbalanced power systems.— *IEEE Trans. on PAS*, 1982, vol. 101, No. 8.

9. Brameller A., Pandey B. E. General fault analysis using phase frame of reference.— *Proc. Inst. Elec. Eng.*, 1974, vol. 121 No. 5.

10. Мельников Н. А. Матричный метод анализа электрических цепей.— М.: Энергия, 1972.

11. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычисления электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах.— М.: Энергия, 1971.

12. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330—500 кВ.— М.: Энергия, 1974.

13. Мо Синчен, Диллон У. Э. Моделирование электроэнергетических систем.— *ТИИЭР*, 1974, т. 65, № 7.

14. Кнут Д. Искусство программирования для ЭВМ: том. I. Основные алгоритмы.— М.: Мир, 1976.

[22.11.84]



УДК 621.311.016.001:681.3

Оперативный расчет стационарного режима энергообъединения при недостатке телеизмерений

ЧЕРНЕНКО П. А., ПРИХНО В. Л., кандидаты техн. наук

Эффективность моделирования, анализа режимов электроэнергетических систем (ЭЭС) и энергообъединений (ОЭС), а также выработки управляющих воздействий при их управлении существенно зависит от полноты, достоверности и своевременности исходной информации. Проводимая в настоящее время интенсивная телемеханизация энергетических объектов (электрических станций и подстанций), наличие двухмашинных комплексов ЭВМ в ЭЭС и ОЭС создают техническую базу для получения текущей информации о параметрах режима ОЭС [1].

Так как обычно измеряются не все параметры режима и измерения производятся не одновременно и с погрешностью, а в процессе эксплуатации возникают сбои устройств телемеханики (УТМ) и каналов связи (КС), то необходима оценка точности телеизмеряемых параметров режима и дорасчет нетелеизмеряемых. Для этой цели решается так называемая задача оценки состояния (ОС) [2], т. е. оперативного расчета стационарного режима ОЭС по данным телеметрии (телеизмерений, телесигнализаций). Ввиду недостаточной оснащенности энергообъектов УТМ и КС на данном этапе приходится решать задачу оценки состояния в условиях изначальной ненаблюдаемости режима, особенно по реактивной мощности.

Непредсказуемые отказы УТМ и КС усугубляют положение, вызывая текущую ненаблюдаемость режима. Получение сбалансированного режима по данным телеметрии не является самоцелью, а служит исходной информацией для выполнения последующих расчетов по оптимизации, оценке надежности и устойчивости текущих и ожидаемых режимов. Поэтому в процессе решения задачи ОС недостаточно зафиксировать факт ненаблюдаемости режима и выявить ненаблюдаемые фрагменты сети, а необходимо обеспечивать наблюдаемость циклически рассчитываемых режимов за счет

ввода в расчет данных псевдоизмерений, в качестве которых целесообразно использовать мощности в узлах нагрузки. Используемые псевдоизмерения должны иметь такой объем, чтобы не искажались реальные измерения. За счет имеющейся в отдельных районах ОЭС локальной избыточности измерений можно проводить исключение аномальных измерений, что обеспечивает большую точность результатов оценки [3].

Исходя из технологических требований эксплуатации и специфики задач оперативного управления к программе ОС можно сформулировать следующие основные требования: точность, надежность и вычислительная устойчивость решения, высокое быстродействие при минимальных затратах оперативной памяти ЭВМ.

В данной статье приводится описание алгоритма и программы (шифр ИДОР-2), разработанных в ИЭД АН УССР в соответствии с вышеприведенными требованиями.

Описание алгоритма. Задача ОС решается при известной модели ОЭС, т. е. задана однолинейная схема замещения с параметрами ЛЭП и трансформаторов, известен состав телеметрии (основные и резервные телеизмерения и телесигнализации). Имеющееся количество телеизмерений может не обеспечивать наблюдаемость режима изначалью, а также в результате отказов устройств телемеханики или исключения аномальных измерений. Поэтому для получения решения по полной схеме необходимо текущие измерения дополнить псевдоизмерениями, как правило, узловых нагрузок, определяемых на основе детерминированных или стохастических зависимостей от интегральных параметров режима [4, 5].

Как правило, телеизмерения проводятся для нагружения, активных и реактивных мощностей генерации (реже нагрузки) в узлах, потоков активной и реактивной мощности в ветвях схемы замещения. Специфической особенностью ОЭС является то, что в качестве дан-

ных телеизмерений по межмашинному обмену поступают с нижнего уровня также суммарные потребления энергосистем, входящих в ОЭС.

Искомые параметрами являются продольная и поперечная составляющие узловых напряжений, через которые определяются другие параметры режима, как обеспечивающие лучшую сходимость итерационного процесса.

Наиболее часто для расчетов режимов ЭЭС по измеряемым параметрам используется метод взвешенных наименьших квадратов. Решение задачи заключается в минимизации нелинейной целевой функции

$$F(U) = [\bar{V} - V(U)]^T R [\bar{V} - V(U)]. \quad (1)$$

где \bar{V} — l -мерный вектор измеренных параметров режима (l — количество измерений); $V(U)$ — вектор-функция рассчитываемых параметров; T — признак транспонирования; R — диагональная матрица весовых коэффициентов, элементы которой обратны дисперсиям соответствующих измерений.

Линеаризация зависимостей $V(U)$ на каждой итерации вычислительного процесса сводит задачу минимизации целевой функции (1) к последовательному решению переопределенных систем линейных уравнений:

$$AX = B. \quad (2)$$

При этом X — искомый n -мерный вектор приращений узловых напряжений;

$$A = R^{1/2} I^{(k)}; \quad B = -R^{1/2} [\bar{V} - V(U)]^{(k)},$$

где k — номер итерации; $I^{(k)}$ — прямоугольная матрица Якоби размерности $l \times n$; n — число независимых переменных (приращений узловых напряжений).

На большом объеме реальных исходных данных проводились исследования различных алгоритмов решения систем уравнений (2), которые условно могут быть разбиты на три группы:

1) связанные с решением уравнений в нормальной форме;

2) основанные на приведении матрицы A к верхней треугольной форме с помощью ортогональных преобразований;

3) использующие предварительное разложение матрицы A на трапецевидную и верхнюю треугольную.

При реализации алгоритмов первой группы система уравнений (2) приводится к нормальному виду:

$$A^T A X = A^T B. \quad (3)$$

Наилучшими характеристиками по быстродействию и оперативной памяти обладает алгоритм, использующий разложение Холецкого с динамическим упорядочением строк и столбцов:

$$G = LDL^T. \quad (4)$$

где $G = A^T A$; L , D — соответственно нижняя треугольная и диагональная матрицы.

Однако применение данного алгоритма не всегда обеспечивает необходимую точность решения. Это объясняется плохой обусловленностью матриц G , требующих в решении $A^T A$ [6].

Из алгоритмов второй группы исследовались: преобразования Хаусхолдера, вращения Гивенса без извлечения квадратных корней и VDR -разложение. Несмотря на более высокую точность решения при расчетах тяжелых режимов они сильно уступают алгоритму,

использующему разложение Холецкого, по быстродействию и затратам памяти.

Алгоритмы третьей группы используют следующее разложение матрицы A :

$$A = UR, \quad (5)$$

где U — нижняя трапецевидная матрица размерности $l \times n$, элементы с одинаковыми индексами которой равны единице; R — верхняя треугольная матрица размерности $n \times n$.

Разложение (5) осуществляется с частичным выбором ведущего элемента. Из нескольких вариантов реализации алгоритмов третьей группы наиболее эффективным оказался подход, основанный на применении нормирующей диагональной матрицы P для улучшения обусловленности матрицы G . При этом в качестве элементов матрицы P используются величины, обратные главной диагонали матрицы R в разложении (6). Таким образом, вместо (4) решаются уравнения (6):

$$PGPY = PA^T B; \quad X = PY. \quad (6)$$

Последний алгоритм по сравнению с (3) обеспечивает большие точность и вычислительную устойчивость решения, но несколько уступает по быстродействию и затратам памяти ЭВМ.

Обеспечение наблюдаемости режима. В качестве объекта псевдоизмерений целесообразно использовать узловые нагрузки, так как они отражают закономерности электроснабжаемых технологических процессов и слабо зависят от изменения топологии сети и других параметров режима. Результаты псевдоизмерений узловых нагрузок могут быть определены с помощью статистических характеристик, полученных по данным суточной ведомости или на основе детерминированных или стохастических зависимостей от интегральных параметров режима (суммарных нагрузок района, энергосистемы или энергообъединения).

Реализованная в программе оперативная оценка наблюдаемости режима и определение минимально необходимого количества псевдоизмерений осуществляются следующим образом. Прямоугольная матрица A размерности $l \times n$ ($l > n$) уравнения (2) формируется из m строк реальных телеизмерений и $(l-m)$ строк псевдоизмерений. При $m < n$ режим является изначально ненаблюдаемым. В случае $m \geq n$ он также может быть ненаблюдаем вследствие линейной зависимости строк матрицы A . При этом

$$\text{rank } A' < n,$$

где $\text{rank } A'$ — ранг подматрицы матрицы A размерностью $m \times l$; n — число независимых переменных.

В обоих случаях на некотором шаге UR -разложения в качестве ведущего появится элемент с нулевым (или близким к нему) значением. Для возможности продолжения разложения на роль ведущего элемента путем перемещения строк подбирается наибольший (по модулю) элемент, соответствующий телеизмерениям. Если все элементы столбца окажутся равными нулю, то подбирается соответствующая строка из псевдоизмерений. Выбор строк с наибольшим элементом данного столбца увеличивает значение определителя матрицы R и тем самым улучшает ее обусловленность.

Таким образом, количество перемещенных строк, соответствующих псевдоизмерениям, и определит минимально необходимый состав псевдоизмерений, обеспечивающий наблюдаемость режима.

Исключение аномальных измерений. Точность оценки существенно зависит от устранения ошибочных измерений. Предварительный контроль телеметрической информации на допустимые границы позволяет исключить лишь очень грубые ошибки. Критерии, основанные на проверке закона Ома и первого закона Киргофа [1] и критерия χ^2 [7], требуют большей избыточности измерений. Меньшей избыточности требуют критерии, связанные с исключением аномальных измерений в процессе итерационного счета. При этом из расчета исключаются измерения, которые имеют максимальные значения отрицательных ковариаций отклонений между измерениями и рассчитанными параметрами режима [3]. Однако программная реализация этого алгоритма сопряжена с большими затратами машинного времени. Кроме того, в процессе исключения измерений может возникнуть ненаблюдаемость режима, которую трудно контролировать. Большей эффективностью и быстродействием обладает алгоритм, совмещающий в единой процедуре исключение аномальных измерений с проверкой ограничений на узловые нагрузки. При этом в точке минимума целевой функции выделяются и ранжируются большие заданной пороговой величины Δ отклонения измеренных параметров от рассчитанных. Затем последовательно исключаются измерения, начиная с того, которому соответствует наибольшее отклонение. Матрицы G рассчитывается один раз в точке экстремума, а также однократно выполняется разложение Холецкого. В дальнейшем производится коррекция этого разложения с помощью VDR -алгоритма [8].

С целью надежного исключения аномальных измерений необходимо в точке безусловного минимума целевой функции проверять допустимые пределы изменения параметров режима (в основном узловых нагрузок) и выявить нарушенные ограничения. При этом матрица A расширяется за счет введенных ограничений. После этого просматривается список нарушенных ограничений и оценивается возможность снятия некоторых из них. Вычислительный процесс заканчивается, когда наибольший небаланс становится меньше величины Δ . Снятие ограничения эквивалентно исключению одного из измерений, т. е. приводит к необходимости расчета дополнительного мультипликатора к разложению Холецкого с помощью VDR -алгоритма.

Включение или исключение одного уравнения из исходной переопределенной системы при этом не требует повторного вычисления:

$$A_{l+1}^T A_{l+1} = G_{l+1} = L_{l+1} D_{l+1} L_{l+1}^T,$$

где A_{l+1} — матрица, полученная из A после включения (исключения) дополнительной $l+1$ строки.

Для этой цели достаточно к разложению Холецкого дорассчитать дополнительные мультипликаторы:

$$L_{l+1} D_{l+1} L_{l+1}^T = L R_{l+1}^T D_{l+1} R_{l+1} L^T,$$

где R_{l+1} — матрица-мультипликатор специальной формы.

Для исключения i -го измерения необходимо повторно включить строку a_i в прямоугольную матрицу A с отрицательным весовым коэффициентом.

Наилучшие результаты при учете ограничений на параметры режима удалось получить при использовании специальной штрафной функции Пауэлла — Хестенса [8]. Алгоритм условной оптимизации с ее использованием прост в реализации и лишен недостатков вычислительного характера, присущих обыкновенным штрафным функ-

циям. Кроме того, он обладает достаточно высокой скоростью сходимости и незначительно увеличивает общее время расчета.

Для определения минимума функции $F(U)$ при ограничениях на параметры режима $C_i \geq 0$ используется специальная функция

$$\psi(U, \theta, S) = F(U) + \frac{1}{2} [C(U) - \theta]^T S [C(U) - \theta], \quad (7)$$

где S — диагональная матрица весовых коэффициентов (обычно выбирается в пять раз больше наибольшего весового коэффициента при телеизмерениях); θ — специальный вектор для условной оптимизации.

Как видно, по структуре функции (1) и (7) подобны. В отличие от штрафных функций, при которых фиксация достигается за счет весовых коэффициентов, при использовании функции (7) учет ограничений обеспечивается за счет специальной стратегии перерасчета вектора θ . На внутренних итерациях при фиксированных значениях θ и S определяется экстремум функций $\psi(U)$, на внешних — вектор θ перерасчитывается по формуле

$$\theta^{(p+1)} = \theta^{(p)} - C^{(p)},$$

где p — номер внешней итерации.

Этот метод условной оптимизации имеет строгое обоснование. В точке экстремума целевой функции произведения $\lambda_i = S_{ii} \theta_i$ дают набор множителей Лагранжа, соответствующих активным ограничениям. На каждой внешней итерации в состав активных ограничений вводятся параметры, по которым нарушены допустимые границы. Снятие ограничений осуществляется, если рассчитанное значение θ_i становится меньше нуля, что соответствует появлению отрицательного множителя Лагранжа.

Характеристика программы. Программа ИДОР-2 предназначена для оперативного расчета стационарных режимов ЭЭС или ОЭС по данным телеметрии. Максимальный объем рассчитываемых схем составляет 200 узлов, 300 ветвей при затратах оперативной памяти 150 Кбайт.

Программа выполняет следующие функции:

1. Ввод телесигналов и коррекцию схемы замещения.
2. Ввод телеизмерений и привязку их к реальной схеме замещения.
3. Первичный контроль измерений.
4. Расчет данных псевдоизмерений.
5. Оценку наблюдаемости и определение минимального количества дополнительных псевдоизмерений, необходимых для обеспечения наблюдаемости.
6. Расчет стационарного режима ЭЭС по общей совокупности телеизмерений.
7. Учет технологических ограничений.
8. Выявление и исключение аномальных измерений.
9. Статическую обработку результатов циклических расчетов.

Для увеличения быстродействия программы ИДОР-2 ряд подготовительных операций выполняется однократно перед запуском программы для циклических расчетов. Поэтому информация, необходимая для работы ИДОР-2, формируется специальной программой ИНФОРМ и записывается на магнитный диск в виде базовой модели. При этом производится контроль исходной информации, строятся массивы инцидентных узлов и ветвей сети, определяется оптимальный порядок нумерации узлов с целью минимизации затрат памяти и времени ЭВМ при

решении систем линейных уравнений и выполняется ряд других подготовительных операций.

Каждый из циклических расчетов начинается с ввода базовой модели и телеметрической информации. На основании телесигналов о положении коммутационных аппаратов производится переход от базовой модели к расчетной, отражающей изменения в топологии сети. При формировании базовой модели все ветви схемы замещения, за исключением ветвей с нулевыми сопротивлениями, отражающих выключатели, задаются включенными. Междущинные и секционные выключатели, включение и отключение которых приводит к изменению количества узлов в схеме замещения, задаются отключенными. Переход от базовой модели к расчетной связан в основном с перестройкой массивов инцидентных узлов и ветвей: сначала из списков инцидентных связей удаляются отключенные ветви, затем производится объединение узлов и соответствующих им списков инцидентных ветвей, если остаются включенными ветви с нулевыми сопротивлениями. Решение об отключении ветви принимается на основании логического анализа, телесигналов по концам ветви и величины телеизмеряемых перетоков по ней. Ветвь отключается, если телесигналы по обоим концам ветви показывают «отключено» и измерения перетоков по ней близки к нулю.

После расчета режима результаты записываются в базу данных оперативного управления для использования другими программами, а рассчитанные составляющие напряжения заносятся в базовую модель и являются начальным приближением при расчете режима на следующем временном интервале.

Для удобства эксплуатации программа ИНФОРМ снабжена архивом, позволяющим хранить информацию о топологии сети и телеметрии. Подготовка и коррекция информации в архиве может производиться с помощью дисплея в режиме диалога. Кроме того, в режиме диалога может быть проведен анализ результатов расчета текущего режима.

Программа внедрена в одном из ОЭС СССР. Оперативная схема ОЭС содержит 96 узлов, 124 ветви. Среднее количество используемых телеизмерений равно 230. Дополнительно вводится в среднем 30 псевдоизмерений узловых нагрузок. Среднее время итерационного счета для схемы указанного объема на ЭВМ ЕС-1055 (при рас- с грубых начальных приближений составляющих узловых напряжений) составляет 30 с. Интервал циклических расчетов по программе равен 10 мин.

В качестве примера в таблице приведены статистические характеристики результатов расчетов одного из режима ОЭС.

При этом блоком исключения аномальных измерений исключено: 8 узловых напряжений, 1 инъекция и 10 перетоков реактивной мощности. Измерения напряжения производились в киловольтах, активной (реактивной) мощности в МВт (МВ·А). Ограничения на параметры режима выдерживаются с точностью до 1 МВт (МВ·А).

Выводы. 1. При оперативном расчете стационарного режима сложных ЭЭС наилучшие результаты по точ-

Измеряемые параметры	Количество измерений	Средние отклонения	Средне-квадратичные отклонения
Узловые напряжения	46	0	0,01
Активные мощности	128	1,30	10,71
Реактивные мощности	80	8,08	13,97
в том числе:			
Инъекции активной мощности	25	2,11	4,02
Инъекции реактивной мощности	32	—0,88	7,29
Перетоки активной мощности	103	1,10	15,85
Перетоки реактивной мощности	48	14,05	26,74

ности (при обеспечении необходимых требований по быстродействию, вычислительной устойчивости и затратам памяти ЭВМ) достигаются при решении переопределенной системы алгебраических уравнений в нормальной форме с предварительным специальным нормированием матрицы Якоби.

2. Наблюдаемость циклически рассчитываемых режимов целесообразно обеспечивать за счет ввода минимально необходимого объема псевдоизмерений, определяемых на основании разложения матрицы Якоби на трапецевидную и верхнюю треугольную.

3. Исключение аномальных измерений при небольшой избыточности общего объема телеизмерений эффективно осуществляется в процессе итерационного счета с одновременным учетом ограничений на параметры режима.

4. Для обеспечения высокого быстродействия циклических расчетов необходимо предварительное однократное выполнение всех подготовительных операций специальной программой формирования базовой модели. Текущий расчет режима целесообразно начинать с приближений, полученных на предыдущем шаге.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Применение ЭВМ для автоматизации технологических процессов в энергетике/М. А. Беркович, Г. А. Дорошенко, У. К. Курбангалиев и др.; Под ред. В. А. Семенова.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем.— М.: Наука, 1976.
3. Черненко П. А., Прихно В. Л. Алгоритм и программа расчета стационарного режима энергосистемы по данным контрольного замера.— Техническая электродинамика, 1981, № 6.
4. Богданов В. А., Денисенко Э. В. Сопоставление моделей оперативного прогноза узловых нагрузок.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1982, № 3.
5. Прихно В. Л., Черненко П. А. Оперативный расчет режима энергосистемы по данным телеметрии.— В кн.: Алгоритмы обработки данных в энергетике. СЭИ СО АН СССР.— Иркутск, 1982.
6. Черненко П. А., Прихно В. Л. Повышение вычислительной устойчивости оценки состояния электроэнергетических систем.— Электронное моделирование, 1981, № 1.
7. Merlin A., Broussolle F. Fast Method for bad data identification in power system state estimation.— IFAC Symposium 1977, Automatic control and protection of electric power systems, Sydney, 1977.
8. Численные методы условной оптимизации: Пер. с англ./Под ред. Ф. Гилла, У. Мюррея.— М.: Мир, 1977.

[04.06.85]



Обобщенное правило эквивалентной волны для многопроводных линий

КОСТЕНКО М. В.

Ленинград

Для исследования волновых процессов на подстанции в эквивалентном однофазном варианте широко применяется сформулированное в [1] правило эквивалентной волны для n однопроводных линий, сходящихся в одном узле. Однако в настоящее время для уточненного анализа перенапряжений, возникающих на междофазной изоляции и на изоляции фаза — земля возникает необходимость исследования перенапряжений на подстанции в многофазной постановке задачи. Развитие вычислительной техники позволяет разработать соответствующие программы и производить многовариантные расчеты с учетом распространения волн по одной, двум или трем фазам, возникновения индуктированных волн и уравнительных токов в параллельных фазах.

Для практического решения такой задачи необходимо определить правило эквивалентной волны, обобщенное для многопроводных линий, сходящихся в одном узле. Эквивалентная схема такого узла представляется в виде многоугольника, между вершинами которого включены сопротивления.

Рассмотрим схему узла X с подключенными к нему линиями $i=1, 2, \dots, n$, каждая из которых состоит из $j=a, b, \dots, m$ фаз (рис. 1). Волна u_{jix} направлена к узлу, волна u_{jxi} — от узла.

Предполагается, что для волны, первоначально приходящей по многопроводной линии в первый узел, вычислены напряжения и токи. При этом учтены взаимные связи между проводами этой линии, искажение и затухание волны вследствие импульсной короны на пораженном проводе и потерь в сопротивлении земли после ее пробега от места удара молнии до подстанции. Первоначально в каждый узел приходит волна по всем проводам одной линии [2], однако спустя некоторое время после преломления и отражения от соседних узлов в узел X будут одновременно приходить волны по всем фазам ряда линий.

При анализе грозовых перенапряжений определяющее значение имеет протекание процесса в течение первых 10—20 мкс. Принимая во внимание наличие тросов

на подходах линий и подземные проводники на подстанции (заземляющее устройство, оболочки кабелей и др.), можно считать, что потери в соединительных линиях при указанном промежутке времени практически не влияют на напряжения в вершинах эквивалентного многоугольника узла X u_j ($j=a, b, \dots, m$). Применительно к многопроводным линиям переходим от модальных к фазным координатам. Собственные и взаимные волновые сопротивления фазных проводов i -й линии, схема поперечного сечения которой показана на рис. 2, определяем по формулам:

$$z_{jji} = 60 \ln \frac{2h_{ji}}{r_{ji}}; \quad z_{jhi} = 60 \ln \frac{D_{jhi}}{d_{jhi}} = z_{hji}. \quad (1)$$

Для фазы, расщепленной на n составляющих, эквивалентный радиус фазы будет иметь следующее выражение:

$$r_{ji} \approx \sqrt[n]{nr_{ni}r_{pi}^{n-1}}, \quad (2)$$

где r_{ni} — радиус составляющего провода i -й линии; r_{pi} — радиус расщепления фазы i -й линии.

При этом взаимные сопротивления между фазами разных линий не учитываются. Предполагается, что в результате предшествующих расчетов были определены напряжения волн, приходящих по фазным проводам всех линий:

$$u_{jix} \quad (j=a, b, \dots, m; i=1, 2, \dots, n).$$

Переходя к матричным обозначениям, имеем следующие связи между напряжениями и токами всех приходящих и уходящих волн каждой линии [3]:

$$U_{ix} = Z_i I_{ix}; \quad U_{xi} = -Z_i I_{xi}, \quad (3)$$

где

$$U_{ix} = \begin{pmatrix} u_{aix} \\ u_{bix} \\ \vdots \\ u_{m ix} \end{pmatrix}, \quad I_{ix} = \begin{pmatrix} i_{aix} \\ i_{bix} \\ \vdots \\ i_{m ix} \end{pmatrix} \quad \text{— столбцевые матрицы по-}$$

рядка m напряжений u_{jix} и токов i_{jix} приходящих волн ($j=a, b, \dots, m$) по i -й линии из соседнего i -го узла;

$$U_{xi} = \begin{pmatrix} u_{axi} \\ u_{bxi} \\ \vdots \\ u_{m xi} \end{pmatrix}, \quad I_{xi} = \begin{pmatrix} i_{axi} \\ i_{bxi} \\ \vdots \\ i_{m xi} \end{pmatrix} \quad \text{— аналогичные матрицы ухо-}$$

дящих волн;

$$Z_i = \begin{pmatrix} z_{aai}, z_{abi}, \dots, z_{ami} \\ \vdots \\ z_{mai}, z_{mbi}, \dots, z_{m mi} \end{pmatrix} \quad \text{— квадратная матрица по}$$

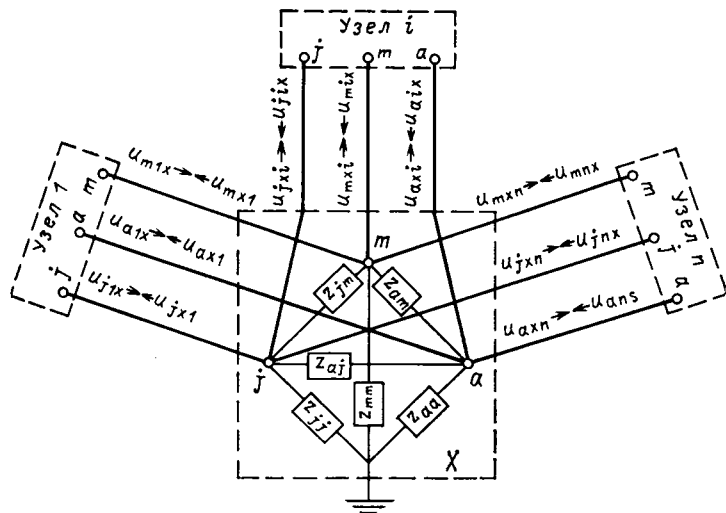


Рис. 1

рядка m собственных z_{jji} и взаимных z_{jki} волновых сопротивлений ($j, k = a, b, \dots, m$) i -й линии, вычисленных по формулам (1).

Из уравнений (3) определяем токи волн, направленных к узлу и от узла X :

$$I_{ix} = Y_i U_{ix}; \quad I_{xi} = -Y_i U_{xi}, \quad (4)$$

где $Y_i = Z_i^{-1}$ — квадратная матрица волновых проводимостей i -й линии.

Граничные условия для j -й вершины ($j = a, b, \dots, m$) эквивалентного многоугольника узла X имеют вид:

$$U_{ix} + U_{xi} = U_x; \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^n (I_{ix} + I_{xi}) = I_x, \quad (6)$$

где

$$U_x = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix}, \quad I_x = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \vdots \\ i_m \end{pmatrix} \quad \text{— столбцевые матрицы порядка}$$

напряжений и токов в вершинах ($j = a, b, \dots, m$) узла X , причем за положительное принято направление токов к узлу со стороны линий.

Подставив (4) и (5) в (6), получим правило эквивалентной волны в многофазной постановке задачи в матричном виде:

$$I_x + \sum_{i=1}^n Y_i U_x = 2 \sum_{i=1}^n (Y_i U_{ix}). \quad (7)$$

Если в узле X между вершинами и между вершинами и землей включены линейные сопротивления, емкости или индуктивности, образующие $(m+1)$ -угольник, то имеем следующие связи между напряжениями относительно земли в вершинах $j = a, b, \dots, m$ и соответствующими втекающими в вершины токами или их операторными изображениями:

$$I_x = Y_x U_x, \quad (8)$$

где Y_x — квадратная матрица порядка m эквивалентных проводимостей узла X , состоящая из диагональных элементов проводимостей между вершинами $j = a, b, \dots, m$ и землей

$$y_{jj} = \sum_{k=a}^m z_{jk}^{-1} \quad (9)$$

и недиагональных элементов взаимных проводимостей между вершинами j и k ($k \neq j$)

$$y_{jk} = -z_{jk}^{-1}. \quad (10)$$

В формулах (9) и (10) z_{jj} и z_{jk} — сопротивления, включенные между вершиной j и землей или между вершинами j и k узла X . Подставив (8) в (7), получим

$$\left(Y_x + \sum_{i=1}^n Y_i \right) U_x = 2 \sum_{i=1}^n Y_i U_{ix}. \quad (11)$$

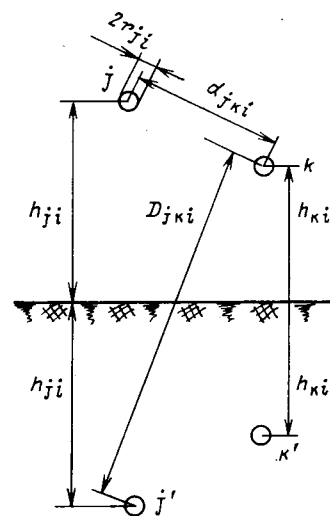


Рис. 2

Таким образом, столбцевую матрицу напряжений в вершинах узла X с линейными сопротивлениями (или операторными изображениями) можно представить в виде:

$$U_x = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} = \left(Y_x + \sum_{i=1}^n Y_i \right)^{-1} \cdot 2 \sum_{i=1}^n (Y_i U_{ix}). \quad (12)$$

Если в вершинах узла X включены элементы с нелинейными характеристиками (например, разрядники), то решение существенно усложняется, так как приходится на каждом шаге численно решать системы нелинейных алгебраических или дифференциальных уравнений. Можно воспользоваться кусочно-линейной аппроксимацией нелинейных характеристик. Рассмотрим узел X , в вершинах которого $j = a, b, \dots, m$ включены на землю разрядники с известными вольт-секундными и вольт-амперными (ВАХ) характеристиками. Первоначально напряжение в одной из вершин достигает пробивного, и срабатывает разрядник в этой вершине. Напряжение в этой, а также и в остальных вершинах снижается. По мере дальнейшего подъема напряжения приходящей волны могут последовательно сработать разрядники в остальных вершинах. Рабочий участок нелинейной ВАХ разрядника в вершине j заменяем линейной зависимостью вида:

$$u_j = u_{0j} + R_j i_j. \quad (13)$$

Параметры u_{0j} и R_j выбираем так, чтобы прямая $u_j = f(i_j)$ прошла через заданные точки (U_1, I_1) и (U_2, I_2) ВАХ:

$$R_j = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1}; \quad u_{0j} = U_1 - I_1 R_j = \frac{I_2 U_1 - I_1 U_2}{I_2 - I_1}. \quad (14)$$

При этом обобщенное правило эквивалентной волны для узла с нелинейными ВАХ разрядника (7) с учетом формулы (13) примет вид:

$$U_x = \left(\sum_{i=1}^n Y_i + R_x^{-1} \right)^{-1} \left(2 \sum_{i=1}^n Y_i U_{ix} + R_x^{-1} U_{0x} \right), \quad (15)$$

где $U_x = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix}$ — столбцовая матрица порядка m напряжений u_a, u_b, \dots, u_m в вершинах $j = a, b, \dots, m$ узла X со сработавшими разрядниками; R_x^{-1} — диагональная матрица динамических проводимостей разрядников (если j -й разрядник не сработал, то принимаем $R_j^{-1} = 0$); U_{0x} — столбцовая матрица напряжений подпора разрядников.

Если напряжение в j -й вершине u_j оказалось выше U_2 (верхнего предела рабочего участка ВАХ), то необходимо переходить на следующий участок ВАХ и соответственно уточнить параметры u_{0j} и R_j по формулам (14).

Когда напряжения во всех вершинах узла X определены, столбцовые матрицы волн, уходящих из узла X по линиям $i = 1, 2, \dots, n$, согласно (5) будут равны:

$$U_{xi} = \begin{pmatrix} u_{axi} \\ u_{bxi} \\ \vdots \\ u_{mxi} \end{pmatrix} = U_x - U_{ix}. \quad (16)$$

Применительно к расчетам грозовых перенапряжений на подстанциях эти волны можно рассматривать как приходящие в соседние узлы, так как в подавляющем большинстве случаев можно пренебречь потерями на участках линий между узловыми точками эквивалентной схемы подстанции. В этих точках обычно сходятся 2—3 трехфазные линии. Однако в упрощенных схемах при объединении нескольких узлов могут возникать также разветвления и большего числа линий. Число фаз также может быть больше трех, например, в случае двухцепных линий.

Применительно к расчетам коммутационных перенапряжений может возникнуть также необходимость учета искажения волны вследствие коронного разряда и влияния сопротивления земли при большой длине пробега между соседними узлами. Число сходящихся линий и фаз в линии также может быть больше трех.

Однако при расчете напряжений в узловых точках и уходящих из узлов волн во всех случаях собственные и взаимные волновые сопротивления допустимо без большой погрешности вычислять по формулам (1) и считать постоянными. Таким образом, методом бегущих волн [1] можно последовательно шаг за шагом определить напряжения во всех узловых точках эквивалентной схемы в многофазной постановке задачи.

В качестве примера рассмотрим типичный случай трехфазных симметричных линий с одинаковыми проводниками.

Собственные волновые сопротивления линий равны:

$$z_{jji} = z_s \quad (j = a, b, c; i = 1, 2, \dots, n).$$

Взаимные волновые сопротивления

$$z_{jki} = z_m \quad (j \neq k = a, b, c; i = 1, 2, \dots, n).$$

Кроме того, считаем, что в вершинах узла X имеются одинаковые сопротивления на землю:

$$z_{jj} = z_x \quad (j = a, b, c),$$

а взаимные сопротивления между вершинами отсутствуют:

$$z_{jk} \rightarrow \infty \quad \text{при } j \neq k.$$

Матрица волновых проводимостей трехфазной симметричной линии имеет вид:

$$Y_i = \begin{pmatrix} y_s & y_m & y_m \\ y_m & y_s & y_m \\ y_m & y_m & y_s \end{pmatrix}, \quad (17)$$

$$\text{где } y_s = \frac{z_s + z_m}{(z_s - z_m)(z_s + 2z_m)}; \quad y_m = \frac{-z_m}{(z_s - z_m)(z_s + 2z_m)}.$$

Матрица проводимостей между вершинами узла X :

$$Y_x = \begin{pmatrix} z_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & z_x^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & z_x^{-1} \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Подставив (17) и (18) в (12), получим после преобразований столбцовую матрицу напряжений в вершинах a, b, c узла X :

$$U_x = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = K_x \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n u_{ia} \\ \sum_{i=1}^n u_{ib} \\ \sum_{i=1}^n u_{ic} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

где $K_x = \begin{pmatrix} k_s & k_m & k_m \\ k_m & k_s & k_m \\ k_m & k_m & k_s \end{pmatrix}$ — матричный коэффициент преломления;

k_s — «собственный» коэффициент преломления (для волны, приходящей в одноименную вершину узла X):

$$k_s = \frac{2z_x(z_s + z_m + nz_x)}{(z_s - z_m + nz_x)(z_s + 2z_m + nz_x)}, \quad (20)$$

k_m — «взаимный» коэффициент преломления (для волны, приходящей в разноименную вершину узла X):

$$k_m = \frac{-2z_x z_m}{(z_s - z_m + nz_x)(z_s + 2z_m + nz_x)}. \quad (21)$$

Так, например, напряжения в вершинах a, b и c узла X в случае n симметричных трехфазных линий равны:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= k_s \sum_{i=1}^n u_{ia} + k_m \sum_{i=1}^n (u_{ib} + u_{ic}); \\ u_b &= k_s \sum_{i=1}^n u_{ib} + k_m \sum_{i=1}^n (u_{ia} + u_{ic}); \\ u_c &= k_s \sum_{i=1}^n u_{ic} + k_m \sum_{i=1}^n (u_{ia} + u_{ib}) \end{aligned} \right\}$$

Если при ударе молнии в линию произошло трехфазное перекрытие и на подстанцию в узле X приходят по фазным проводам одинаковые волны ($u_{ia} = u_{ib} = u_{ic}$), то имеем:

$$u_a = u_b = u_c = \frac{2z_x \sum_{i=1}^n u_{ia}}{z_s + 2z_m + nz_x} = \frac{2z_x u_{0x}}{z_{00} + z_x}, \quad (23)$$

где z_{00} — сопротивление нулевой последовательности одной фазы трехфазной эквивалентной линии, подключенной к вершинам a, b, c узла X , равное

$$z_{00} = \frac{z_s + 2z_m}{n}; \quad (24)$$

u_{0x} — напряжение волны «нулевой последовательности», приходящей по каждой фазе эквивалентной линии, равное

$$u_{0x} = \sum_{i=1}^n \frac{u_{ia} + u_{ib} + u_{ic}}{3n}, \quad (25)$$

причем в данном случае $u_{ia} = u_{ib} = u_{ic}$.

Если в узле включена емкость $z_x = \frac{1}{pC_x}$, то напряжение можно определить графически методом подкаспательной [1]. На рис. 3 приведена схема графического построения оригинала $u(t)$ для операторного уравнения

$$u(t) \doteq \bar{U}(p) = \frac{1}{pT+1} \bar{\varphi}(p).$$

При расчетах на ЭВМ приращение напряжения на емкости можно вычислить по приближенной формуле, соответствующей графическому построению на рис. 3:

$$\Delta u_{C(n)} = u_{C(n+1)} - u_{C(n)} = \frac{u_{0x(n+1)} + u_{0x(n)} - u_{C(n)}}{k_0};$$

$$k_0 = \frac{T_0 + \Delta t/2}{\Delta t}, \quad (26)$$

где $T_0 = C_x z_{00}$ — постоянная времени «нулевой последовательности»; индексы (n) и $(n+1)$ соответствуют напряжениям в начале n и $(n+1)$ интервалов.

Такая форма записи наиболее удобна для программирования, так как требует для $u_{0x(n)}$, $u_{C(n)}$ и k_0 только 3 ячейки памяти или даже 2, если k_0 округлить и записать в команды. В то же время анализ показал (см. приложение 1), что погрешность формулы (26) при пренебрежении членами $(\Delta t/T_0)^4$ и с более высокими степенями имеет порядок:

$$\delta \Delta u_{C(n)} = \Delta u_{C(n)}^* - \Delta u_{C(n)} \approx \frac{(\Delta t)^2}{6T_0^2} \left[u_{0x(n)} - u_{0x(n+1)} \left(1 - \frac{\Delta t}{T_0} \right) - \frac{\Delta t}{T_0} u_{C(n)} \right]. \quad (27)$$

В формуле (27) через $\Delta u_{C(n)}$ обозначено приращение напряжения на емкости, вычисленное по точной формуле, но в предположении, что напряжение подходящей волны в пределах интервала времени Δt_n изменяется по линейному закону (см. приложение 1):

$$\Delta u_{C(n)} = [2u_{0x(n)} - u_{C(n)}] N_1 + [u_{0x(n+1)} - u_{0x(n)}] N_2, \quad (28)$$

где $N_1 = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{T_0}\right)$; $N_2 = 2\left(1 - \frac{T_0}{\Delta t} N_1\right)$.

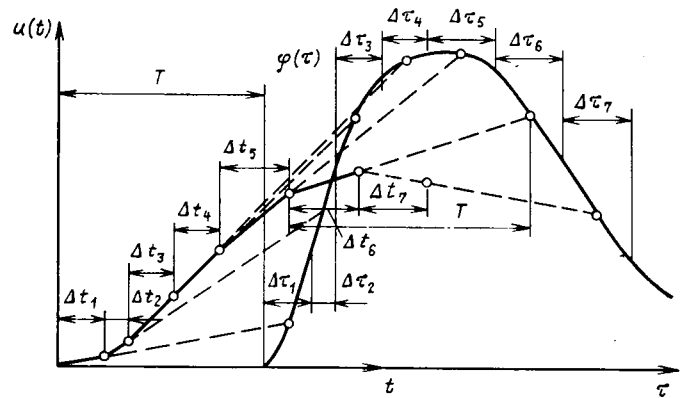


Рис. 3

Погрешность расчета схем для типичных случаев при использовании формулы (26), как правило, не превышает 3 % при $\Delta t/T_0 \leq 0,3$ и 5 % при $\Delta t/T_0 \leq 0,5$.

При малых C_x или большом числе сходящихся в узле линий, т. е. при малых T_0 , приходится выбирать неоправданно малые расчетные шаги по времени Δt . В таких случаях может оказаться целесообразным использование точной формулы (28). Допустимый шаг расчета по ней не зависит от соотношения $\Delta t/T_0$ и ограничен только отклонением зависимости $u_{0x} = f(t)$ от линейной и двойным временем пробега волн по самому короткому участку между узловыми точками расчетной схемы $\Delta t = 2l_{\min}/v$ где v — скорость волны. При этом предполагается, что длины остальных участков кратны по отношению к l_{\min} .

Если по фазам a, b и c в узел X с емкостями приходят различные волны, то коэффициенты преломления (20) и (21) разлагаем на простейшие дроби. После преобразований получим, например, для фазы a :

$$u_a(t) \doteq \bar{U}_a(p) = \frac{1}{pT_0+1} 2\bar{U}_{0x} + \frac{1}{pT_1+1} 2\bar{U}_{a1x}, \quad (29)$$

где $T_0 = C_x z_{00}$ и $\bar{U}_{0x} \doteq \frac{1}{3n} \sum_{i=1}^n (u_{ia} + u_{ib} + u_{ic})$ — постоянная времени и напряжение волны нулевой последовательности в соответствии с формулами (24) и (25);

$T_1 = C_x \frac{z_s - z_m}{n}$ и $\bar{U}_{a1x} \doteq \frac{1}{3n} \sum_{i=1}^n (2u_{ia} - u_{ib} - u_{ic})$ — то же

для междупазной последовательности.

В практических расчетах оригинал для каждого слагаемого формулы (29) можно определить графически согласно рис. 3 или вычислить по формулам, аналогичным (26) или (28).

Напряжение, возникающее между фазами, например a и b , узла X определим из (22):

$$\Delta u_{ab} = u_a - u_b = (k_s - k_m) \sum_{i=1}^n (u_{ia} - u_{ib}) = \frac{z_x \cdot 2u_{abx}}{z_1 + z_x}, \quad (30)$$

где $\Delta u_{abx} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (u_{ia} - u_{ib})$ — напряжение волны, подходящей к узлу X между фазами a и b по эквивалентной линии с волновым сопротивлением $z_1 = \frac{z_s - z_m}{n}$.

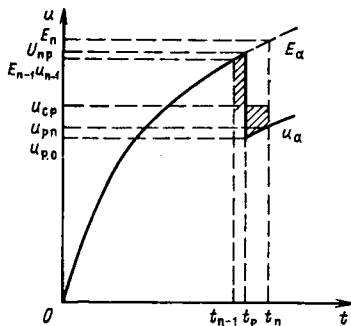


Рис. 4

Если $z_x = \frac{1}{pC_x}$, получаем

$$\Delta u_{ab}(t) \doteq \Delta \bar{U}_{ab}(p) = \frac{1}{pT_1 + 1} 2\Delta \bar{U}_{abx}. \quad (31)$$

Таким образом, напряжение между фазами a и b узла X с емкостью C_x можно определить графически или численно аналогично предыдущему случаю.

Рассмотрим теперь узел X , в котором между фазами a , b , c и землей включены разрядники. Если принять $I_x = 0$ (т. е. $z_x \rightarrow \infty$), то напряжения в узле X до пробоя искровых промежутков разрядников согласно формуле (22) равны:

$$\begin{aligned} u_a = E_a &= \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_{ia}; \quad u_b = E_b = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_{ib}; \\ u_c = E_c &= \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_{ic}. \end{aligned} \quad (32)$$

С учетом емкости в узле X напряжения перед пробоем искровых промежутков разрядника вычисляются по формулам (26) и (28).

Предположим теперь, что первыми пробиваются искровые промежутки разрядника в фазе a . Момент пробоя определится из условия:

$$u_a(t_p) = U_{пр}.$$

Разрядник должен иметь в непосредственной близости сосредоточенное заземление. Кроме того, его присоединяют по кратчайшему пути к общему контуру заземления подстанции. При этом можно в первом приближении пренебречь индуктивной и активной составляющими падения напряжения в заземлении разрядника. Тогда u_a равно падению напряжения в нелинейной ВАХ разрядника.

Таким образом, после срабатывания разрядника в фазе a напряжения в фазах a , b и c в узле X с разрядником определяются по правилу эквивалентной волны, выраженному формулой (7). Для решения воспользуемся предложенной выше кусочно-линейной аппроксимацией нелинейной ВАХ, причем в приближенных расчетах можно ограничиться двумя участками спрямленной ВАХ, проходящими через 3 точки, нормированные по ГОСТ 16357-70: $U_3(I_3=3\text{ кА})$; $U_5(I_5=5\text{ кА})$; $U_{10}(I_{10}=10\text{ кА})$.

Более того, в большинстве разрядников серии РВМГ (гр. II по ГОСТ 16357-70) пробивное напряжение $U_{пр}$ совпадает с U_5 . При этом алгоритм расчета значительно упрощается, если за опорную точку принять $U_5 = U_{кр}$ и $I_{кр} = 5\text{ кА}$, а ВАХ представить в виде:

$$i_a = f(u_a) = I_{кр} + \frac{u_a - U_{кр}}{R_d}; \quad R_d = \frac{U_{кр} - U_p}{I_{кр} - I_p}, \quad (33)$$

где $R_d = \tan \alpha$ — динамическое сопротивление разрядника на расчетном участке; U_p , I_p — соответствует точке U_3 , I_3 , если $u_a < U_5$, или точке U_{10} , I_{10} , если $u_a > U_5$.

Учитывая пологий характер ВАХ, получаем из следующей системы уравнений (в развернутом виде) для расчета напряжений в фазах:

$$\left. \begin{aligned} (1 + b_s) \Delta u_a - b_m u_b - b_m u_c &= \Delta E_a - b_m E_b - b_m E_c; \\ -b_m \Delta u_a + u_b - b_m u_c &= -b_m \left(\Delta E_a + \frac{I_{кр}}{ny_s} \right) + \\ &+ E_b - b_m E_c; \\ -b_m \Delta u_a - b_m u_b + u_c &= -b_m \left(\Delta E_a + \frac{I_{кр}}{ny_s} \right) - \\ &- b_m E_b + E_c, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

где $\Delta u_a = u_a - U_{кр}$ — малая поправка к критическому напряжению на разряднике $U_{кр} = U_5$; $\Delta E_a = E_a - U_{кр}$ — поправка к амплитуде удвоенной проходящей волны по сравнению с критической, соответствующей точке $U_{кр}$, $I_{кр}$ на ВАХ; E_b , E_c — амплитуды удвоенных проходящих волн по остальным фазам, определяемые по формулам (32); $b_s = \frac{1}{ny_s R_d}$, $b_m = \frac{z_m}{z_s + z_m}$ — коэффициенты.

Решим систему (34) относительно Δu_a , u_b и u_c , получим

$$\Delta u_a = \frac{(1 - b_m) \Delta E_a - 2b_m^2 \left(\Delta E_a + \frac{I_{кр}}{ny_s} \right)}{(1 + b_s)(1 - b_m) - 2b_m^2}; \quad (35)$$

$$\begin{aligned} u_b &= E_b - \delta E; \quad u_c = E_c - \delta E; \quad \delta E = \\ &= \frac{b_s \Delta E_a + (1 + b_s) \frac{I_{кр}}{ny_s}}{(1 + b_s)(1 - b_m) - 2b_m^2}. \end{aligned} \quad (36)$$

Расчет по формулам (35) и (36) значительно проще, чем по (15), особенно при ЭВМ малой мощности.

Характерно, что сразу после срабатывания разрядника в фазе a напряжения снижаются как в этой, так и в остальных фазах. Поэтому при трехфазном переключении в месте удара молнии и набегающих волн на подстанцию по трем фазам следует учитывать, что за счет разброса $U_{пр}$ сначала сработает разрядник в одной фазе, а в остальных может возникнуть задержка срабатывания разрядников или они даже не сработают.

В случае набегающей волны с крутым фронтом округление момента срабатывания до начала или конца соответствующего расчетного интервала может дать большие погрешности при расчете отраженной от разрядника волны в сторону соответственно занижения или завышения напряжения в остальных точках расчетной схемы. Для снижения погрешности расчета целесообразно рассматривать среднее значение напряжения на разряднике для интервала Δt_n , соответствующего срабатыванию разрядника (рис. 4):

$$u_{ср} = \frac{(t_p - t_{n-1}) [u_{(n-1)} + U_{пр}] + (t_n - t_p) [u_{р.о} + u_{р.(n)}]}{2\Delta t_n}, \quad (37)$$

где $t_p \approx t_{n-1} + \frac{U_{пр} - E_{(n-1)}}{E_{(n)} - E_{(n-1)}}$ — момент срабатывания

разрядника, вычисленный в предположении линейного нарастания напряжения приходящей волны; $u_{p.о}$ — остаточное напряжение на разряднике сразу после пробоя его искровых промежутков.

Формула (37) соответствует равенству заштрихованных площадей на рис. 4, что эквивалентно правилу трапеций.

Выводы. 1. Обобщенное правило эквивалентной волны дает возможность рассчитать напряжение в разных точках многопроводной эквивалентной схемы подстанции при набегании различных волн по всем проводам многопроводной линии.

2. В случае симметричных линий с одинаковыми собственными и взаимными сопротивлениями алгоритм расчета напряжений относительно земли и между фазами упрощается.

Приложение 1. Переходя в формуле (23) к операционным изображениям, определяем напряжение на емкости C_x :

$$\begin{aligned} \bar{U}_C(p) &= \frac{\alpha \cdot 2\bar{U}_{0x} + u_C(0)}{p + \alpha} \div u_C(t) = \\ &= e^{-\alpha t} \left[\int_0^t \alpha \cdot 2u_{0x}(\lambda) e^{\alpha \lambda} d\lambda + u_C(0) \right], \end{aligned} \quad (\text{П-1})$$

где $\alpha = \frac{1}{C_x z_{00}}$.

Для определения изменения напряжения $\Delta u_{C(n)}$ в течение n -го интервала времени Δt_n за начало интервала принимаем $t=0$, а конец — $t = \Delta t_n$. Тогда

$$\begin{aligned} \Delta u_{C(n)} = u_{C(n+1)} - u_{C(n)} &= e^{-\alpha \Delta t_n} \left[\int_0^{\Delta t_n} \alpha \cdot 2u_{0x}(\lambda) e^{\alpha \lambda} d\lambda + \right. \\ &\left. + u_{C(n)} \right] - u_{C(n)}. \end{aligned} \quad (\text{П-2})$$

Допустим, что в пределах интервала времени Δt_n набегающая волна изменяется по линейному закону:

$$u_{0x}(\lambda) = u_{0x(n)} + \frac{u_{0x(n+1)} - u_{0x(n)}}{\Delta t_n} \lambda. \quad (\text{П-3})$$

Подставив (П-3) в (П-2), получим после преобразований:

$$\begin{aligned} \Delta u_{C(n)} &= [2u_{0x(n)} - u_{C(n)}] (1 - e^{-\alpha \Delta t_n}) + 2[u_{0x(n+1)} - u_{0x(n)}] \times \\ &\times \left[1 - \frac{1 - e^{-\alpha \Delta t_n}}{\alpha \Delta t_n} \right]. \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

Разлагая $e^{-\alpha \Delta t_n}$ в ряд и отбрасывая все члены порядка $(\alpha \Delta t_n)^4$ и более высоких степеней, имеем:

$$\begin{aligned} \Delta u_{C(n)} &= u_{0x(n)} \left[\alpha \Delta t_n - \frac{2}{3} (\alpha \Delta t_n)^2 + \frac{1}{4} (\alpha \Delta t_n)^3 - \dots \right] + \\ &+ u_{0x(n+1)} \left[\alpha \Delta t_n - \frac{1}{3} (\alpha \Delta t_n)^2 + \frac{1}{12} (\alpha \Delta t_n)^3 - \dots \right] - \\ &- u_{C(n)} \left[\alpha \Delta t_n - \frac{1}{2} (\alpha \Delta t_n)^2 + \frac{1}{6} (\alpha \Delta t_n)^3 - \dots \right]. \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

Аналогичное разложение в ряд $\Delta u_{C(n)}^*$ по приближенной формуле (26) будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \Delta u_{C(n)}^* &= [u_{0x(n+1)} + u_{0x(n)} - u_{C(n)}] \left[(\alpha \Delta t_n) - \frac{1}{2} (\alpha \Delta t_n)^2 + \right. \\ &\left. + \frac{1}{4} (\alpha \Delta t_n)^3 - \dots \right]. \end{aligned} \quad (\text{П-6})$$

Погрешность формулы (26), определенная как разность между $\Delta u_{C(n)}^*$ и $\Delta u_{C(n)}$, равна:

$$\begin{aligned} \delta \Delta u_{C(n)} &= \Delta u_{C(n)}^* - \Delta u_{C(n)} = \frac{(\alpha \Delta t_n)^2}{6} \times \\ &\times \left[u_{0x(n)} - u_{0x(n+1)} (1 - \alpha \Delta t_n) - \frac{\alpha \Delta t_n}{2} u_{C(n)} \right]. \end{aligned} \quad (\text{П-7})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника высоких напряжений/Под ред. М. В. Костенко. — М.: Высшая школа, 1973.
2. Анализ надежности грозозащиты подстанций/М. В. Костенко, Б. В. Ефимов, И. М. Зархи, Н. И. Гумерова — Л.: Наука, 1981.
3. Расчет переходных процессов в электрических системах на ЭЦВМ/А. И. Долгинов, Л. С. Левина, А. И. Ступель, В. С. Шатин. — М.: Энергия, 1968.

[21.01.85]

УДК 621.3.053.24:621.3.014.7

Влияние системы «трос — опоры» на ток заземлителя при однофазных коротких замыканиях

ГРИДНЕВА Т. Т.

Основными исходными данными, определяющими технико-экономические параметры заземляющих устройств, являются ток искусственного заземлителя и удельное сопротивление земли. Удельное сопротивление земли ρ определяется путем измерения и зависит только от структуры грунтов в месте расположения подстанции. Ток искусственного заземлителя $I_{и.з}$ может быть представлен в виде

$$I_{и.з} = I_{вх} - I_{тр}, \quad (1)$$

где $I_{вх}$ — ток, протекающий через заземляющее устройство; $I_{тр}$ — ток, ответвляющийся в систему «трос — опоры».

В качестве тока, протекающего через заземляющее устройство, или расчетного тока принимается установившееся значение наибольшего из токов однофазного замыкания на это устройство или на землю вне его. Расчетный ток определяется моделированием системы электроснабжения на расчетных столах или расчетами на ЭВМ по специально разработанным программам для той

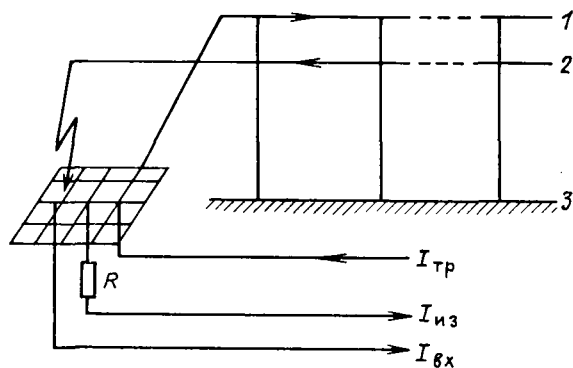


Рис. 1. «Подпитка» места к. з. по n линиям:
1 — заземленный трос; 2 — фазный провод; 3 — земля.

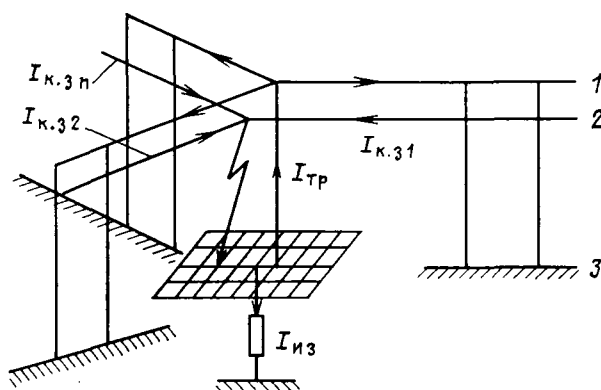


Рис. 2. Схема токораспределения заземлителя при однофазном к. з. на трансформаторной подстанции:
1 — заземленный трос; 2 — фазный провод; 3 — земля.

возможной в эксплуатации схемы сети, при которой токи замыкания на землю имеют наибольшую величину. При этом и расчетные модели, и программы для ЭВМ учитывают только распределение тока замыкания на землю между заземленными нейтральными сетями. Трос как распределитель тока замыкания на землю чаще всего рассматривается только как шунт либо вообще не учитывается.

Неучет тока, ответвляющегося в систему «трос — опоры», приводит к завышенным значениям тока, стекающего с заземляющего устройства, в расчетах, и к неоправданным затратам на сооружение заземляющих устройств, что существенно ухудшает технико-экономические показатели заземлителей. Кроме того, отсутствует методика расчета заземляющих устройств, позволяющая оценивать роль тока в каждом конкретном случае.

В статье рассматривается методика количественной оценки роли системы «трос — опоры» при расчете основных электрических характеристик заземляющих устройств (напряжения прикосновения и сопротивления) для трансформаторных подстанций 110 кВ и выше.

Приняты следующие допущения.

1. В случае подхода к подстанции заземленных тросов сопротивление растеканию тока у отдельных опор одинаковы и четырехполюсники «трос — опоры» однородны. Взаимное потенциальное влияние отдельных заземлителей не учитывается.

2. Переходное сопротивление заземлителя в месте к.з. по сравнению с полным сопротивлением петли «рабочий провод — земля» также не учитывается.

3. Ток, протекающий через заземляющее устройство, $I_{вх}$, и токи утроенной нулевой последовательности в поврежденных фазных проводах линий $I_{к.з.i}$ рассматриваются как известные. Известным считается и сопротивление заземлителя подстанции R , которое принято сосредоточенным.

Как распределитель входного тока, трос играет двойную роль. Во первых, тросы, заземленные на всем протяжении или только на подходах к подстанции, обязательно действуют по принципу шунта, распределяя по системе «трос — опоры» часть тока однофазного к. з. $I_{тр1}$. При этом роль троса тем эффективнее, чем меньше входное сопротивление системы «трос — опоры» $Z_{т.о}$. Величина $Z_{т.о}$ для троса, заземленного на всем протяжении, определяется двумя параметрами: Z_T — продольным сопротивлением троса (или двух тросов) на длине пролета, и $r_{оп}$ — сопротивлением растекания одной опоры, нормируемым в зависимости от эквивалентного удельного сопротивления земли по трассе линии [1]:

$$Z_{т.о} = Z_B \operatorname{cth}(\gamma ml),$$

где Z_B — волновое сопротивление системы «трос — опоры»; γ — постоянная распространения токов в цепи «трос — опоры — земля»; m — число опор, на которых трос заземлен; l — длина пролета.

$$Z_B = \sqrt{Z_T r_{оп}}; \quad (3)$$

$$\gamma = \sqrt{Z_T / r_{оп}}.$$

При числе опор более 15 существенно возрастает значение аргумента γml , гиперболический котангенс приближается к единице, а входное сопротивление системы «трос — опоры» — к волновому и может быть рассчитано по формуле (3). При подходе к подстанции n линий (рис. 1), каждая из которых защищена заземленными тросами, входное сопротивление всей системы «заземлитель — трос — опоры» $Z_{об}$ определится как сопротивление параллельно соединенных проводников:

$$Z_{об} = \frac{1}{1/R + \sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_{т.о i}}}. \quad (5)$$

Во-вторых, в случае однофазного к. з. на землю на одной из питающих подстанцию линий соответствующий фазный провод, по которому будет протекать утроенный ток нулевой последовательности, образует с землей как с обратным проводом замкнутую токовую петлю. Параллельно проложенный трос также образует с землей как с обратным проводом замкнутую токовую петлю или петли, если трос многократно заземлен (рис. 2). В результате взаимодействия двух петель только часть утроенного тока нулевой последовательности будет стекать с заземлителя подстанции:

$$I_3 = k I_{вх}, \quad (6)$$

где $k \leq 1$ — коэффициент связи провода и троса, показывающий, какая часть утроенного тока нулевой последовательности стекает с заземлителя подстанции.

Электромагнитное воздействие фазных токов на тросы уже рассматривалось при учете экранирующего действия тросов на кабели связи и при расчете потерь электроэнергии в многократно заземленном тросе [2, 3]. Роль троса как элемента электромагнитного отсоса входного тока при расчете основных электрических характеристик трансформаторных подстанций не исследована.

При подходе к подстанции нескольких линий с многократно заземленными тросами

$$I_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n k_i I_{\kappa.з. i} \quad (7)$$

Ток электромагнитного отсоса в каждой из подводящей к подстанции линии

$$I_{\text{тп}i} = (1 - k_i) I_{\kappa.з. i}, \quad (8)$$

откуда

$$k_i = 1 - \frac{I_{\text{тп}i}}{I_{\kappa.з. i}} = 1 - \frac{Z_{\text{м}i}}{Z_{\text{т.з}i}} = 1 - \frac{z_{\text{м}i}}{z_{\text{т.з}i}}, \quad (9)$$

где $Z_{\text{м}}$ — взаимное сопротивление петель «фазный провод — земля» и «тросы — земля»; $Z_{\text{т.з}}$ — сопротивление петли «тросы — земля»; $z_{\text{м}}$ и $z_{\text{т.з}}$ — соответствующие значения на единицу длины.

Расчет $z_{\text{м}}$ и $z_{\text{т.з}}$ проводится на основании теории Карсона — Поллячека, учитывающей взаимное влияние. Однако расчет по общепринятой методике трудоемок, поэтому в работе используются упрощенные формулы [14], полученные из теории Поллячека. При удельном сопротивлении земли более 10 Ом·м погрешность расчета по упрощенным формулам не превышает 1 %.

$$z_{\text{т.з}} = \left[r + \frac{\mu_0 \omega}{4\pi} \left(\frac{\pi}{2} + j \ln \frac{4\rho}{\mu_0 \omega R_{\text{тп}}^2} - j \cdot 0,1544 + j \frac{\mu}{2} \right) \right]; \quad (10)$$

$$z_{\text{м}} = \left[\frac{\mu_0 \omega}{4\pi} \left(\frac{\pi}{2} + j \ln \frac{4\rho}{\mu_0 \omega a^2} - j \cdot 0,1544 \right) \right], \quad (11)$$

где r — активное сопротивление единицы длины троса, Ом/км; $R_{\text{тп}}$ — радиус троса, мм; μ — относительная магнитная проницаемость троса; a — расстояние между тросом и наиболее удаленным фазным проводом, м; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота тока, с⁻¹; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ В·с/А·м — абсолютная магнитная проницаемость вакуума.

Для частоты тока $f = 50$ Гц формулы (10) и (11) примут вид:

$$z_{\text{т.з}} = r + 0,05 + j \left(0,72 + 0,0725 \lg \frac{\rho}{R_{\text{тп}}^2} + 0,0157\mu \right); \quad (12)$$

$$z_{\text{м}} = 0,05 + j \left(0,285 + 0,0725 \lg \frac{\rho}{a^2} \right). \quad (13)$$

Если линия защищена двумя тросами, то в качестве a и $R_{\text{тп}}$ берутся их приведенные значения (рис. 3):

$$a = \sqrt{a_1 a_2}; \quad (14)$$

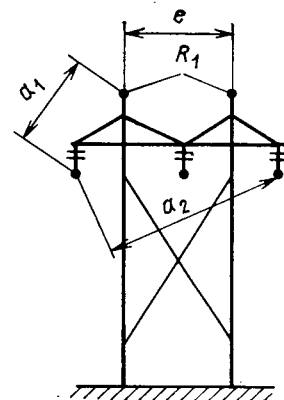
$$R_{\text{тп}} = \sqrt{R_1 e}. \quad (15)$$

Для расчета значений $z_{\text{т.з}}$ и $z_{\text{м}}$ могут быть использованы также формулы, полученные из теории Карсона [5]. Однако погрешность расчета $z_{\text{т.з}}$ по этим формулам несколько выше (это вызвано пренебрежением внутренним индуктивным сопротивлением) и достигает для стальных тросов 10 %.

В отечественной литературе отсутствуют данные о величине магнитной проницаемости стальных и сталеалюминиевых проводов, что объясняется значительной трудоемкостью задачи. Помимо сложности формы сечения, имеется зависимость магнитных свойств стали от силы тока в проводе. Все это затрудняет получение хотя бы приближенного математического решения.

Рис. 3. Расположение тросов на опоре:

a_1, a_2 — расстояние от тросов до самого удаленного фазного провода; R_1 — радиус одного троса; e — расстояние между тросами на опоре.



Измерения относительной магнитной проницаемости стальных и сталеалюминиевых тросов в режиме к. з. на линии показали, что она практически не зависит от диаметра троса. В расчетах принимается $\mu = 26 \div 30$ для стальных тросов и $\mu = 3 \div 10$ — для сталеалюминиевых. Значения k для различных марок тросов, значений удельного сопротивления земли и конструкций опор приведены в табл. 1.

Анализ данных табл. 1 показывает, что учет троса как электромагнитного отсасывающего элемента существенно улучшает токораспределение на подстанции, что особенно заметно в случае использования двух сталеалюминиевых тросов и грунтов с $\rho = 1000$ Ом·м. При значениях k , приблизительно равных 0,5, ток, стекающий с заземлителя подстанции, составляет только половину тока однофазного к. з., который принимался за расчетный при определении электрических характеристик заземлителей. При подходе к подстанции одной линии с двумя стальными тросами k равен приблизительно 0,8, и ток отсоса в систему «трос — опоры» составляет 20 % тока однофазного к. з. Однако ввиду постоянного роста токов к. з. учет отсасывающего действия даже стальных тросов может дать значительный экономический эффект, поскольку наибольшие значения токов в тросах наблюдаются при низких удельных сопротивлениях земли, т. е. именно тогда, когда требования норм [6] на величины сопротивления заземлителя и «напряжения прикосновения» наиболее трудно выполнимы.

Таким образом, в случае «подпитки» места к. з. по n линиям напряжение на заземлителе равно

$$U_{\kappa.з} = I_{\Sigma} Z_{\text{об}}. \quad (16)$$

Подставляя в (16) значения $Z_{\text{об}}$ и I_{Σ} из (5) и (7), получаем

$$U_{\kappa.з} = \frac{\sum_{i=1}^n k_i \cdot I_{\kappa.з. i}}{1/R + \sum_{i=1}^n 1/Z_{\text{т.з}i}}. \quad (17)$$

Система «трос — опоры» осуществляет электромагнитный отсос тока и одновременно работает как шунт согласно (17) только в случае присоединения к заземлительной подстанции тросов, заземленных по всей длине. Однако для снижения потерь, плавки гололеда на тросах, тросового отбора мощности и использования тросов в качестве каналов связи крепление грозозащитных тросов линий высокого напряжения часто производится при помощи изоляторов. Рассмотрим роль тросов в перечисленных случаях.

Таблица 1

U, кВ	Число тросов	a (l), м	Марка троса	R _{тр} , мм	r, Ом/км	μ	Значения коэффициента связи провода и троса k при эквивалентном удельном сопротивлении, равном							
							10 Ом·м		100 Ом·м		1000 Ом·м		2000 Ом·м	
							модуль k	угол (град)	модуль k	угол (град)	модуль k	угол (град)	модуль k	угол (град)
110	1	12	ПС-50	4,55	3,7	30	0,97	—2,6	0,97	—3,7	0,96	—4,7	0,96	—4,9
			ПС-70	5,9	2,4		0,95	—3,6	0,94	—4,9	0,93	—6,3	0,93	—6,5
			ПС-95	6,5	1,9		0,94	—4,0	0,92	—5,6	0,91	—7,1	0,90	—7,5
	2	6,9 (5,3)	ПС-50	155	1,85	30	0,94	—6,1	0,93	—8,0	0,92	—9,9	0,91	—10,4
			ПС-70	177	1,2		0,90	—8,1	0,88	—10,5	0,85	—12,9	0,85	—13,6
			ПС-95	186	0,95		0,87	—9,0	0,84	—11,6	0,81	—14,2	0,80	—14,9
	1	14	ПС-95	6,5	1,9	30	0,94	—3,8	0,93	—5,3	0,91	—6,8	0,90	—7,2
			АСУС-70	7,8	0,42	10	0,79	—3,4	0,74	—5,3	0,69	—7,0	0,68	—7,5
			АСУС-95	9,9	0,32	10	0,79	—1,5	0,72	—3,8	0,68	—5,1	0,66	—5,7
220	2	10,8 (8,4)	ПС-95	234	0,95	30	0,89	—7,6	0,85	—10,5	0,82	—13,1	0,81	—13,7
			АСУС-70	256	0,21	10	0,65	—7,3	0,58	—10,1	0,53	—12,5	0,51	—13,0
			АСУС-95	288	0,16	10	0,62	—5,4	0,55	—7,9	0,50	—9,9	0,49	—10,4

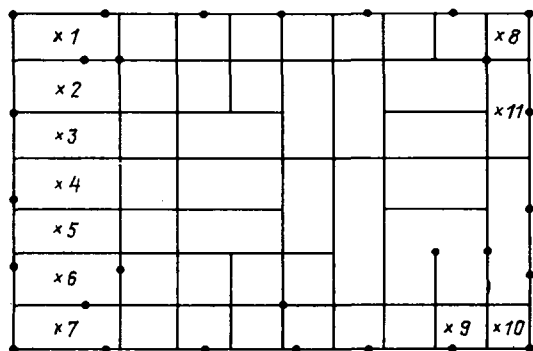


Рис. 4. Схема заземлителя трансформаторной подстанции глубокого ввода:

× — место определения «напряжения до прикосновения» в ячейках

Для заземления тросов в целях снижения потерь без их использования для емкостного отбора мощности или связи согласно ПУЭ 11—5—78 тросы разбиваются на изолированные друг от друга участки длиной, равной анкерному пролету. На каждом анкерном пролете длиной до 10 км тросы заземляются в одной точке посредством специальных перемычек в анкерной опоре, что устраняет возможность появления петель с наведенными токами. Но при подходе к подстанции тросы заземляются на каждой опоре на участке длиной 2÷5 км. Именно за счет этого заземленного участка троса система «трос — опоры» осуществляет токораспределение на заземлителе подстанции. Однако значение коэффициента k не может быть определено по формуле (9), так как трос не заземлен на всем протяжении и длина петли, образуемая тросом с обратным «земляным проводом», может быть значительно меньше длины петли, созданной токами нулевой последовательности и землей. При этом значение $k \sim 1$ и для стальных тросов расчету не подлежит. При данной системе заземления трос работает в основном как шунт и почти так же эффективно, как и при заземлении троса на всем протяжении.

При использовании тросов на линии для емкостного

отбора мощности крепление его на участке отбора мощности производится на изоляторах. Этот участок троса изолируется от всего остального троса и в продольном направлении. На всем остальном протяжении трос должны быть заземлены. Роль троса, используемого для емкостного отбора мощности, при расчете тока, стекающего с заземлителя подстанции, зависит от расположения незаземленного участка троса по отношению к заземлителю подстанции. В распределении тока, стекающего с заземлителя подстанции, участвует только часть троса, расположенная между порталом подстанции и участком отбора мощности.

При организации каналов связи по тросу и для плавки гололеда по схеме «трос — земля» трос заземляется по крайней мере в двух точках (на порталах подстанции питающей и питаемой), а также через катушки индуктивности с низкочастотной полосой пропускания еще дополнительно в двух точках после мест установки высокочастотных фильтров. На всем остальном протяжении трос крепится на изоляторах, поэтому роль троса в распределении тока, стекающего с заземлителя, ограничивается ролью электромагнитного отсасывающего элемента.

При плавке гололеда по схеме «трос — трос» тросы выполняются незаземленными и с заземлителем подстанции не соединяются. Поэтому роль троса в расчете тока, стекающего с заземлителя, не учитывается.

С целью оценки роли системы «трос — опоры» при расчете тока, стекающего с заземлителя подстанции при к. з. на землю, проведен расчет заземлителя трансформаторной подстанции глубокого ввода 110/10 кВ (рис. 4), для которого $I_{вх} = 4,9$ кА, $Z_{06} = 0,87$ Ом. Протяженность участка линии 110 кВ равна 1,733 км, количество опор — 13. Трос — стальной канат диаметром 9,1 см — заземлен на всем протяжении. Эквивалентное удельное сопротивление земли на территории подстанции и по трассе линии 100 Ом·м. Время срабатывания основной защиты 0,1 с. Расчетные напряжения прикосновения в наиболее опасных точках, приведенные в табл. 2 (первая строка) [7], значительно превышают допустимые для данного времени срабатывания основной защиты (500 В). Поз-

Таблица 2

Номера точек на рисунках 4, 5		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Напряжения прикосновения,	Рис. 4, без учета «троса-опоры»	686	570	562	549	553	556	682	633	493	680	524
	Рис. 5	529	395	405	392	314	382	328	389	345	317	413
	Рис. 4, с учетом «троса-опоры»	504	418	413	403	406	408	501	465	362	499	385

тому без учета системы «трос — опоры» конструкция заземлителя должна с точки зрения выполнения условий безопасности быть иной (рис. 5), где распределение напряжений прикосновения по территории подстанции (за исключением угловой ячейки № 1, рис. 5) менее 500 В (вторая строка табл. 2). Однако расход металла в этом случае возрастает на 27 %. Если же расчет исходного заземлителя (рис. 4) провести с учетом токораспределения в систему «трос — опоры», напряжения прикосновения (строка 3 в табл. 2) находятся в пределах нормы, и, следовательно, не требуется изменение конструкции заземлителя с увеличением расхода металла.

В качестве еще одного примера выполнен расчет заземлителя трансформаторной подстанции 220/10 кВ: $I_{вх}=1400$ А, $Z_{об}=1,93$ Ом; к подстанции подходит одноцепная линия 220 кВ, трос сталеалюминиевый АСУС—70 используется в качестве канала связи. Эквивалентное удельное сопротивление земли по трассе линии 800 Ом·м. Время срабатывания основной защиты 0,2 с. Напряжения прикосновения в наиболее опасных точках без учета системы «трос — опоры» в трех ячейках превышают норму. Для сравнения проведен расчет заземлителя с теми же исходными данными, но выполненного по другой схеме с учетом токораспределения в систему «трос — опоры». Трос подвешен на изоляторах по всей трассе линии и как шунт не действует, поэтому учету подлежит только электромагнитный отсасывающий эффект. По данным табл. 1 $k=0,7$ (значение k определяется с помощью интерполяции) $Z_{об}=2,16$ Ом. Ток в тросе $I_{тр}=(1-k)I_{вх}=420$ А. Ток, стекающий с заземлителя подстанции $I_{наз}=1400-420=980$ А. Расчет показал, что значения напряжений прикосновения во втором случае находятся в пределах нормы на всей площади заземлителя, при этом расход металла уменьшается на 13 %.

Выводы. 1. Учет системы «трос — опоры», особенно при тросе, заземленном на всем протяжении, значительно улучшает токораспределение на подстанции. Эффект шунтирования троса увеличивается с уменьшением ρ , а с увеличением ρ возрастает роль троса как электромагнитного отсасывающего элемента.

2. Электромагнитный отсасывающий эффект тросов значительно возрастает в случае использования на линии двух сталеалюминиевых тросов, заземленных хотя бы в 2-х точках, а также в случае «подпитки» места к. з. по нескольким линиям, каждая из которых защищена тросами.

3. При заземлении стального троса только на подходах к подстанции необходимо учитывать в распределении тока, стекающего с заземлителя, роль троса как шунта. Током электромагнитного отсоса можно пренебречь.

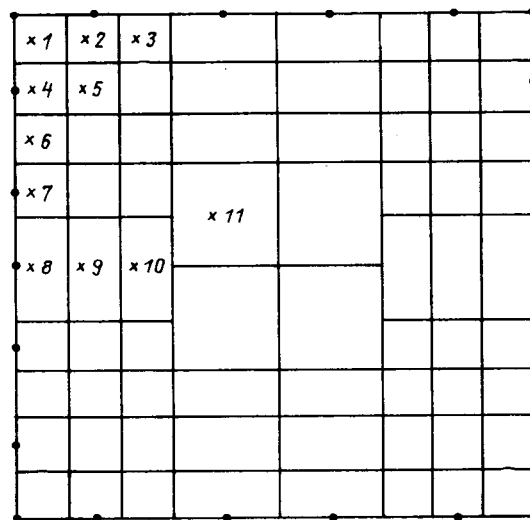


Рис. 5. Схема заземлителя на рис. 4, измененная по условию допускаемых напряжений прикосновения (обозначения см. на рис. 4)

4. При использовании троса для емкостного отбора мощности в распределении тока к. з. на подстанции участвует только заземленная часть троса, расположенная между порталом подстанции, на которой произошло к. з., и участком отбора мощности.

5. При использовании тросов в качестве каналов связи учету подлежит только электромагнитный отсасывающий эффект.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Найфельд М. Р. Заземление, защитные меры электробезопасности.— М.: Энергия, 1974.
2. Сиротинский Л. И., Стекольников И. С. Применение хорошо проводящих тросов для распределения токов замыкания и для ослабления электромагнитных воздействий на провода связи.— Вестник теоретической и экспериментальной электротехники, 1928, № 5.
3. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330—500 кВ/Под общ. ред. С. С. Рокотяна.— М.: Энергия, 1974.
4. Seiler K. Die Schutzwirkung des Erdseiles im Fehlerfall.— Elektrotechnik und Maschinenbau, 1959, No. 2, s. 25—31.
5. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы.— М.: Энергия, 1970.
6. Решение № Э-13/76. О введении временных норм на напряжения прикосновения для распределительных устройств и трансформаторных подстанций напряжением выше 1000 В с глухим заземлением нейтрали. Минэнерго СССР.— М.: 1976.
7. Якобс А. И., Коструба С. И., Живаго В. Т. Расчет сложных заземляющих устройств с помощью ЭЦВМ.— Электричество, 1967, № 8.

[16.06.82]

Расчет кратковременного нагрева жидкометаллической контактной системы

КАРПЕНКО Л. Н., СКОРНЯКОВ В. А., ИТКИН А. Е., ТАЛПАЛАРЬ Г. М.

Применение жидких металлов (ЖМ) в контактной технике является в настоящее время одним из наиболее перспективных способов увеличения токовых нагрузок контактных систем (КС), а также обеспечивает экономии благородных металлов. Проектирование жидкометаллических КС (ЖМКС) затруднено ввиду недостаточной разработки методов тепловых расчетов ЖМКС. В математической модели нагрева ЖМКС [1] определяется температура только в твердой среде КС, в то время как нагрев ЖМ не учитывается. В математических моделях нагрева неоднородной двухслойной среды [2, 3, 4] не учитывается наличие источника тепла на границе раздела сред, что имеет место в ЖМКС.

В настоящей работе рассматривается нагрев сильно-точных ЖМКС кратковременно протекающим током от единиц ампер до сотен килоампер. В таком режиме работают КС многих аппаратов при включении их на короткое замыкание (к. з.) или при протекании по ним сквозных токов к. з. Кроме того, существуют электрические аппараты (особенно в электрофизических установках), предназначенные специально для работы только при кратковременно протекающих токах. Расчет произведен с учетом неоднородности из твердого металла (ТМ) и ЖМ и наличия источников тепла на границе раздела сред и в теле КС.

С целью упрощения расчетов принято, что импульс тока имеет прямоугольную форму, а удельное электрическое поверхностное сопротивление на границе ТМ и ЖМ остается постоянным. Естественно, что при весьма значительных нагревах КС у границы металлов могут происходить фазовые превращения. Такой режим нагрева в работе не рассматривается.

Одномерная модель ЖМКС представлена на рис. 1, где 1 — область конечной длины, заполненная ЖМ; 2 — полубесконечная область ТМ.

При протекании тока происходит выделение джоулева тепла в объемах ЖМ, ТМ и на границе их раздела [5, 6, 7]. Интенсивность внутреннего источника тепла определяется выражением [4]:

$$W_i = W_{0i}(1 + \alpha_i T_i), \quad (1)$$

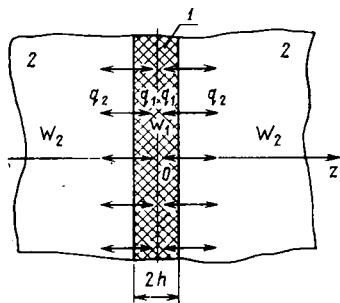


Рис. 1. Модель ЖМКС

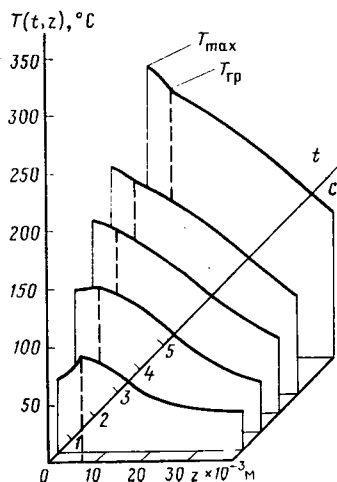


Рис. 2. Температурное поле в ЖМКС сплав — медь

где $W_{0i} = j^2 \rho_{0i}$; $i=1, 2$ — индекс, указывающий принадлежность к ЖМ и ТМ соответственно; j — плотность тока, протекающего по КС; ρ_{0i} — удельное электрическое сопротивление материалов при 0°C ; T_i — температура; α_i — температурный коэффициент удельного сопротивления. Тепловыделение на границе раздела металлов эквивалентуется поверхностным источником тепла, создающим плотность теплового потока, равную [1]:

$$N = j^2 \sigma, \quad (2)$$

где σ — удельное электрическое поверхностное сопротивление на границе раздела металлов.

Неоднородность материала КС приводит к необходимости решения системы дифференциальных уравнений теплопроводности с граничными условиями четвертого рода [2]:

$$C_i(T_i) \gamma_i(T_i) \frac{\partial T_i(t, z)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial z} \left[\lambda_i(T_i) \frac{\partial T_i(t, z)}{\partial z} \right] + W_{0i}(1 + \alpha_i T_i); \quad (3)$$

$$i = 1, 2,$$

где $C_i(T_i)$ — удельная теплоемкость; $\gamma_i(T_i)$ — плотность; $\lambda_i(T_i)$ — коэффициент теплопроводности материалов КС.

Если теплофизические параметры и удельные электрические сопротивления материалов КС постоянны, система (3) уравнений теплопроводности линейна, и при ее аналитическом решении можно воспользоваться принципом суперпозиции [2]. На первом этапе рассчитывается нагрев КС внутренним источником тепла (1), на втором — поверхностным (2). Истинная температура в этом случае определяется как сумма решений.

Кроме постоянства физических констант в (3), примем допущение об отсутствии теплопровода с поверхности КС. Это справедливо для кратковременных (например, аварийных) режимов работы ЖМКС, когда к моменту t_k окончания протекания тока выполняется соотношение

$$[P/(P_{\text{т.м}} + P_{\text{ж.м}} + P_{\text{пов}})] 100\% = 1 \div 2\%,$$

где

$P = P_1 + P_2$; $P_1 = K_{\text{т1}} F_1 [T_1^*(t_k) - T_{\text{ср}}]$ и $P_2 = K_{\text{т2}} F_2 \times [T_2^*(t_k) - T_{\text{ср}}]$ — тепловые потоки с боковых поверхностей ЖМ и ТМ КС за счет теплообмена с окружающей средой, имеющей температуру $T_{\text{ср}}$;

$$T_1^*(t_k) = \frac{1}{h} \int_0^h T_1(t_k, z) dz \text{ и } T_2^*(t_k) = \frac{1}{l-h} \int_h^{l-h} T_2(t_k, z) dz —$$

— среднеинтегральные температуры участков ЖМ и ТМ; l — длина КС в направлении оси z ; F_1, F_2 — площади боковых поверхностей ЖМ и ТМ; $K_{\text{т1}}, K_{\text{т2}}$ — коэффициенты теплообмена ЖМ и ТМ с окружающей средой;

$$P_{\text{ж.м}} = I^2 \rho_{01} [1 + \alpha_1 T_1^*(t_k)] h / S_{\text{ж.м}} \text{ и } P_{\text{т.м}} = I^2 \rho_{02} [1 + \alpha_2 T_2^*(t_k)] (l-h) / S_{\text{т.м}} —$$

— тепловые потоки в ЖМ и ТМ от объемных источников (1); $S_{\text{ж.м}}, S_{\text{т.м}}$ — площади поперечных сечений ЖМ и

ТМ, перпендикулярных оси z ; $P_{\text{пов}} = I^2 \sigma / S_{\text{ж.м}}$ — тепловой поток от поверхностного источника (2).

Например, используя исходные данные и значения температур, полученные в данной работе (рис. 2, 3) для ЖМКС сплав (индий, галлий, олово) — медь ($\sigma = 1,2 \times 10^{-9}$ Ом·м², $K_{\text{т1}} = 25$ Вт/(м² град), $t_{\text{к}} = 5$ с) и ртуть — медь ($\sigma = 2 \cdot 10^{-10}$ Ом·м², $K_{\text{т1}} = 25$ Вт/(м² град), $t_{\text{к}} = 2$ с), при $t = 4 \cdot 10^{-2}$ м, $S_{\text{ж.м}} = S_{\text{т.м}} = 2 \cdot 10^{-3}$ м², $F_1 = 1,3 \cdot 10^{-3}$ м², $F_2 = 5 \cdot 10^{-3}$ м², $K_{\text{т2}} = 25$ Вт/(м² град), $T_{\text{ср}} = 20^\circ\text{C}$ находим, что отношение $[P/(P_{\text{т.м}} + P_{\text{ж.м}} + P_{\text{пов}})] \cdot 100\%$ для первой ЖМКС равно 2 %, а для второй — 0,75 %. Таким образом, при указанных временах $t_{\text{к}}$ (и меньших) режим нагрева ЖМКС можно считать кратковременным.

При указанных выше допущениях уравнения теплопроводности (3) для модели ЖМКС (рис. 1) в линейном приближении будут иметь вид:

$$\frac{\partial T_i(t, z)}{\partial t} = a_i \frac{\partial^2 T_i(t, z)}{\partial z^2} + \frac{W_{0i}}{C_i \gamma_i}; \quad (4)$$

$i = 1, 2$

где $a_i = \lambda_i / C_i \gamma_i$ — коэффициент температуропроводности материалов.

Уравнения (4) решим при следующих начальных и граничных условиях:

$$T_i(0z) = T_0 = \text{const}; \quad (5)$$

$$T_1(t, h) = T_2(t, h); \quad (6)$$

$$\lambda_1 \frac{\partial T_1(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=h} = \lambda_2 \frac{\partial T_2(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=h}; \quad (7)$$

$$\frac{\partial T_1(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0, \quad \frac{\partial T_2(t, z)}{\partial z} \Big|_{z \rightarrow \infty} = 0. \quad (8)$$

Применим к уравнениям (4) преобразование Лапласа:

$$\frac{d^2 \bar{T}_i(p, z)}{dz^2} - \frac{p}{a_i} \left[\bar{T}_i(p, z) - \frac{T_0}{p} - \frac{W_{0i}}{p^2 C_i \gamma_i} \right] = 0; \quad (9)$$

$i = 1, 2.$

Преобразованные выражения (6) — (8) примут вид:

$$\bar{T}_1(p, h) = \bar{T}_2(p, h); \quad (10)$$

$$\lambda_1 \frac{d\bar{T}_1(p, z)}{dz} \Big|_{z=h} = \lambda_2 \frac{d\bar{T}_2(p, z)}{dz} \Big|_{z=h}; \quad (11)$$

$$\frac{d\bar{T}_1(p, z)}{dz} \Big|_{z=0} = 0, \quad \frac{d\bar{T}_2(p, z)}{dz} \Big|_{z \rightarrow \infty} = 0. \quad (12)$$

Общее решение (9) известно [2]:

$$\bar{T}_i(p, z) = \frac{T_0}{p} + \frac{W_{0i}}{p^2 C_i \gamma_i} + A_i e^{\sqrt{\frac{p}{a_i}} z} + B_i e^{-\sqrt{\frac{p}{a_i}} z}; \quad (13)$$

$i = 1, 2.$

Определяя постоянные A_i и B_i ($i = 1, 2$) из (10) — (12), получаем:

$$(p, z) = \frac{T_0}{p} + \frac{W_{01}}{p^2 C_1 \gamma_1} + \frac{1}{(1+k_1)p^2} \left(\frac{W_{02}}{C_2 \gamma_2} - \frac{W_{01}}{C_1 \gamma_1} \right) \times$$

$$\times \left(e^{\sqrt{\frac{p}{a_1}} z} + e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} z} \right) / \left(e^{\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} + k_2 e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} \right);$$

$0 \leq z \leq h;$

$$(14) \quad \text{где } i^2 \operatorname{erfc}(x) \text{ — табличная функция [8].}$$

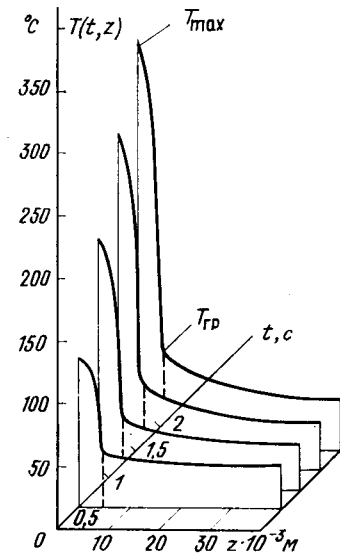


Рис. 3. Температурное поле в ЖМКС ртуть — медь

$$\bar{T}_2(p, z) = \frac{T_0}{p} + \frac{W_{02}}{p^2 C_2 \gamma_2} + \frac{k_1}{(1+k_1)p^2} \left(\frac{W_{01}}{C_1 \gamma_1} - \frac{W_{02}}{C_2 \gamma_2} \right) \times$$

$$\times \left(e^{\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} - e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} \right) e^{-\sqrt{\frac{p}{a_2}} (z-h)} / \left(e^{\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} + \right.$$

$$\left. + k_2 e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} \right); \quad h \leq z < \infty, \quad (15)$$

где $k_1 = \lambda_1 \sqrt{a_2} / (\lambda_2 \sqrt{a_1})$, $k_2 = (1-k_1)/(1+k_1)$.

Разложим в ряд в (14) и (15) функции:

$$1 / \left(e^{\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} + k_2 e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} \right) =$$

$$+ e^{-\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} / \left(1 + k_2 e^{-2\sqrt{\frac{p}{a_1}} h} \right) =$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} (-k_2)^{n-1} e^{-(2n-1)\sqrt{\frac{p}{a_1}} h}.$$

Так как $|k_2| < 1$, то этот ряд быстро сходится [2]. После обратного преобразования (14), (15) получаем выражения для температур в ТМ и ЖМ при нагреве их внутренним источником:

$$T_1(t, z) = T_0 + \frac{W_{01}}{C_1 \gamma_1} t + \frac{4t}{1+k_1} \left(\frac{W_{02}}{C_2 \gamma_2} - \frac{W_{01}}{C_1 \gamma_1} \right) \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} (-k_2)^{n-1} \left\{ i^2 \operatorname{erfc} \left[\frac{(2n-1)h-z}{2\sqrt{a_1 t}} \right] + \right.$$

$$\left. + i^2 \operatorname{erfc} \left[\frac{(2n-1)h+z}{2\sqrt{a_1 t}} \right] \right\}; \quad 0 \leq z \leq h; \quad (16)$$

$$T_2(t, z) = T_0 + \frac{W_{02}}{C_2 \gamma_2} t + \frac{4k_1 t}{1+k_1} \left(\frac{W_{01}}{C_1 \gamma_1} - \frac{W_{02}}{C_2 \gamma_2} \right) \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ (-k_2)^{n-1} i^2 \operatorname{erfc} \left[\frac{(n+1)\sqrt{\frac{a_2}{a_1}} h + z - h}{\sqrt{a_2 t}} \right] - \right.$$

$$\left. - i^2 \operatorname{erfc} \left[\frac{n\sqrt{\frac{a_2}{a_1}} h + z - h}{\sqrt{a_2 t}} \right] \right\}; \quad h \leq z < \infty, \quad (17)$$

Решения (16), (17) удобны для расчета кратковременных процессов нагрева, так как ряды в (16) и (17) быстро сходятся при малых значениях t .

Величина плотности теплового потока (2) от поверхностного источника тепла зависит от удельного электрического поверхностного сопротивления σ на границе раздела ЖМ и ТМ, обусловленного образованием пленок окислов и интерметаллических соединений с низкой электропроводностью [5, 6, 7].

При нагреве только поверхностным источником система уравнений теплопроводности (3) для ЖМКС (рис. 1) примет вид:

$$\frac{\partial T_i(t, z)}{\partial t} = a_i \frac{\partial^2 T_i(t, z)}{\partial z^2}; \quad (18)$$

$i = 1, 2$.

Так как начальная температура КС уже была учтена в (5) при расчете нагрева по (4), то начальные условия для (18) будут нулевыми:

$$T_i(0, z) = 0; \quad (19)$$

$i = 1, 2$.

Граничные условия (рис. 1) имеют вид:

$$-q_1 = \lambda_1 \frac{\partial T_1(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=h} = N \zeta(t); \quad (20)$$

$$q_2 = -\lambda_2 \frac{\partial T_2(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=h} = N [1 - \zeta(t)]; \quad (21)$$

$$T_1(t, h) = T_2(t, h); \quad (22)$$

$$\frac{\partial T_1(t, z)}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0; \quad \frac{\partial T_2(t, z)}{\partial z} \Big|_{z \rightarrow \infty} = 0. \quad (23)$$

В уравнениях (20), (21) $\xi(t)$ — неизвестная пока безразмерная функция, численно равная доле теплового потока, поступающего в ЖМ от поверхностного источника (2). Таким образом, уравнения (20), (21) определяют тепловые потоки, направленные на нагрев ЖМ и ТМ соответственно.

Применяя к (18)–(23) преобразование Лапласа и опустив промежуточные выкладки, запишем конечные выражения для температур в ЖМ и ТМ при нагреве их поверхностным источником тепла (2):

$$T_1(t, z) = \frac{2k_1}{1+k_1} \frac{N \sqrt{a_1}}{\lambda_1} \sqrt{t} \sum_{n=1}^{\infty} (-k_2)^{n-1} \times \\ \times \left[\operatorname{ierfc} \frac{(2n-1)h+z}{2\sqrt{a_1 t}} + \operatorname{ierfc} \frac{(2n-1)h-z}{2\sqrt{a_1 t}} \right]; \\ 0 \leq z \leq h; \quad (24)$$

$$T_2(t, z) = \frac{2N \sqrt{a_2}}{\lambda_2 (1+k_1)} \sqrt{t} \operatorname{ierfc} \frac{z-h}{2\sqrt{a_2 t}} +$$

$$+ \frac{2N \sqrt{a_2} k_1 (1+k_2)}{\lambda_2 (1+k_1)} \sqrt{t} \sum_{n=1}^{\infty} (-k_2)^{n-1} \times \\ \times \operatorname{ierfc} \left[\frac{(2n\sqrt{a_2/a_1}h + z - h)}{2\sqrt{a_2 t}} \right]; \quad h \leq z < \infty, \quad (25)$$

где $\operatorname{ierfc}(x)$ — табличная функция [8]; k_1 и k_2 определены в (15). Затем определяем

$$\xi(t) = \frac{k_1}{1+k_1} + \frac{k_1(1+1/k_2)}{1+k_1} \sum_{n=1}^{\infty} (-k_2)^n \operatorname{erfc} \frac{nh}{\sqrt{a_1 t}}. \quad (26)$$

Анализ выражения (26) показал, что в начальный момент времени ($t=0$) доля теплового потока, идущего в ЖМ, максимальна и определяется соотношением теплофизических параметров ТМ и ЖМ:

$$\zeta(0) = \lambda_1 \sqrt{a_2} / (\lambda_2 \sqrt{a_1} + \lambda_1 \sqrt{a_2}).$$

С течением времени поступление тепла в ЖМ от поверхностного источника уменьшается. В реальном диапазоне изменения значений параметра $h/\sqrt{a_1 t} = 1 \div 0,01$ при кратковременном нагреве доля $\xi(t)$ теплового потока в ЖМ от поверхностного источника составляет $83 \div 2,5\%$ для ЖМКС сплав (индий, галлий, олово) — медь и $77 \div 0,1\%$ для ЖМКС ртуть — медь. Это объясняется постепенным выравниванием температур ЖМ и ТМ в процессе нагрева и последующим превышением температуры ЖМ над ТМ (рис. 2). Такой характер нагрева ЖМ обусловлен большим удельным сопротивлением ЖМ, отсутствием теплоотвода от ЖМ ($\frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0$) и конечной длиной (h) слоя ЖМ.

Для определения истинного значения температуры в любой точке ЖМКС (рис. 1) необходимо сложить результаты, получаемые по (16), (17) и (24), (25) соответственно для ЖМ и ТМ. На рис. 2 и 3 представлены результаты расчетов температуры в ЖМКС по (16), (17) и (24), (25) при $j=2 \cdot 10^7$ А/м², $h=5 \cdot 10^{-3}$ м. Штриховая линия на рис. 2, 3 соответствует границе раздела ТМ и ЖМ. Из рис. 2 видно, что максимум температуры (T_{\max}) в КС сплав — медь смещается от границы раздела металлов к центральному сечению области ЖМ ($z=0$, рис. 1). В КС ртуть — медь (рис. 3) из-за значительно большего, чем у сплава, удельного электрического сопротивления ртути ($\rho_{\text{ртути}} = 0,98 \cdot 10^{-6}$ Ом·м, $\rho_{\text{сплава}} = 0,28 \cdot 10^{-6}$ Ом·м) нагрев ЖМ идет интенсивнее, чем в КС сплав — медь. Поэтому смещение к центру в выбранном масштабе времени на рис. 3 уже произошло.

Вместе с тем, в ЖМ (как, например, в КС ртуть — медь, см. рис. 3) T_{\max} может намного превышать значение температуры на границе раздела материалов $T_{\text{гр}}$ и температуры в теле ТМ. Неучет этого обстоятельства в математических моделях [1–4] может на практике привести к аварийной ситуации, т. е. к кипению ЖМ (для ртути $T_{\text{кипения}} = 356^\circ\text{C}$), в то время, как $T_{\text{гр}}$ и температура в теле ТМ может оставаться меньше заданной допустимой (например, 200°C).

Снимем принятое ранее допущение о постоянстве удельного электрического сопротивления материалов КС ($\alpha_i \neq 0$). Система уравнений теплопроводности (3) в этом случае примет вид:

$$\frac{\partial T_i(t, z)}{\partial t} = a_i \frac{\partial^2 T_i(t, z)}{\partial z^2} + \frac{W_{0i}}{C_i \gamma_i} (1 + \alpha_i T_i); \quad (27)$$

$i = 1, 2$.

Начальные и граничные условия задачи остаются прежними и определяются выражениями (5) и (20)–(23) соответственно.

Применяя к (27) преобразование Лапласа, находим изображения для температур в ЖМ и ТМ:

$$\bar{T}_1(p, z) = \frac{T_0}{p - \beta_1} + \frac{W_{01}}{p(p - \beta_1) C_1 \gamma_1} + F_1(p, z); \quad (28)$$

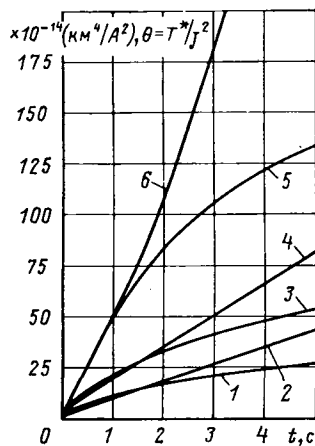


Рис. 4. Зависимости относительной температуры от времени

$$F_1(p, z) = \frac{T_0}{p - \beta_2} + \frac{W_{02}}{p(p - \beta_2) C_2 \gamma_2} - \frac{T_0}{p - \beta_1} - \frac{W_{01}}{p(p - \beta_1) C_1 \gamma_1} + \frac{N}{p \lambda_2 \sqrt{\frac{p - \beta_2}{a_2}}} \times \frac{\text{ch} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} h + \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \sqrt{\frac{(p - \beta_1) a_2}{(p - \beta_2) a_1}} \text{sh} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} h}{\text{ch} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} z}; \quad (29)$$

$$\bar{T}_2(p, z) = \frac{T_0}{p - \beta_2} + \frac{W_{02}}{p(p - \beta_2) C_2 \gamma_2} + F_2(p, z); \quad (30)$$

$$F_2(p, z) = \left[\frac{T_0}{p - \beta_1} + \frac{W_{01}}{p(p - \beta_1) C_1 \gamma_1} - \frac{T_0}{p - \beta_2} - \frac{W_{02}}{p(p - \beta_2) C_2 \gamma_2} \right] \times \frac{\text{sh} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} h + \frac{N \text{ch} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} h}{\lambda_1 p \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}}} e^{-\sqrt{\frac{p - \beta_2}{a_2}} (z - h)} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \sqrt{\frac{(p - \beta_2) a_1}{(p - \beta_1) a_2}} \text{ch} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} h}{\text{ch} \sqrt{\frac{p - \beta_1}{a_1}} z}, \quad (31)$$

где

$$\beta_1 = \frac{W_{01} \alpha_1}{C_1 \gamma_1}, \quad \beta_2 = \frac{W_{02} \alpha_2}{C_2 \gamma_2}.$$

Обратное преобразование (28)—(31) осуществляется численным методом в соответствии с алгоритмом, приведенным в [9].

На практике в первую очередь интерес представляет температура наиболее «слабых» с точки зрения термической стойкости мест ЖМКС. Таким «слабым» местом в КС ртуть — медь, как было показано выше, является область ЖМ, где может начаться кипение.

В других распространенных ЖМКС, таких как сплав индия, галлия и олова с медью или галлий — медь, «слабым» местом будет область у границы ТМ с ЖМ, где может произойти плавление меди ($T_{пл} = 1083^\circ\text{C}$) до того, как начнется кипение ЖМ, имеющих температуру кипения свыше 2200°C .

На рис. 4 приведены результаты расчета относительной температуры $\theta = T^*/j^2$ в функции времени, где T^* представляет собой температуру: а) на границе раздела ТМ и ЖМ для ЖМКС галлий — медь (кривые 1, 2) и сплав — медь (кривые 3, 4); б) в центральном сечении ($z=0$) ЖМ для ЖМКС ртуть — медь (кривые 5, 6). Кривые 1, 3, 5 получены по (16), (17), (24), (25), а кривые 2, 4, 6 — путем численного обращения (28)—(31), т. е. с учетом температурной зависимости ρ_i ($\alpha_i=0$). Как видно, в области высоких относительных температур θ необходимо учитывать $\alpha_i \neq 0$ и пользоваться формулами (28)—(31) или кривыми 2, 4, 6, так как погрешность в определении θ может превысить 20 %. Определяя θ по времени протекания тока и задавая ток I и допустимую температуру T^* , можно рассчитать также допустимую площадь сечения S ЖМКС:

$$S = I \sqrt{\theta / T^*}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Годжелло А. Г. О расчете термической устойчивости жидкометаллического контакта в аварийном режиме. — Инженерно-физический журнал, 1965, т. 9, № 2.
2. Лыков А. В. Теория теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1967.
3. Беляев Н. М., Рядно А. А. Методы нестационарной теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1978.
4. Ким Е. И., Омельченко В. Т., Харин С. Н. Математические модели тепловых процессов в электрических контактах. — Алма-Ата: Наука, 1977.
5. Васильченко Н. А., Петина Т. М., Фрид Г. М. Исследование электрического переходного сопротивления между жидкими и твердыми металлами. — Сборник матер. к VI Таллинскому совещанию по электромагнитным расходомерам к электротехнике жидких проводников. Таллин, 1973.
6. Климович А. Е., Локшин Д. В., Перельштейн Г. Н. Электрические потери в жидкометаллических скользящих контактах униполярных машин. — Электротехника, 1969, № 4.
7. Сопротивление жидкометаллических контактов/Н. Е. Лысов, А. Г. Годжелло, В. Г. Мейксон и др. Электротехника, 1969, № 1.
8. Справочник по специальным функциям/Под ред. М. Абрамовича и М. Стиган. — М.: Наука, 1979.
9. Крылов В. И., Скобля Н. С. Методы приближенного преобразования Фурье и обращения преобразования Лапласа. — М.: Наука, 1974.

[02.04.85]

Особенности применения принудительной коммутации в ведомых сеть преобразователях

БУЛАТОВ О. Г., канд. техн. наук, ЛАБУНЦОВ В. А.,

доктор техн. наук, ШИТОВ В. А., канд. техн. наук

Принудительная коммутация тиристоров как способ улучшения энергетических показателей преобразователей, ведомых сеть. Известным недостатком управляемых выпрямителей или ведомых сеть инверторов является потребление ими реактивной мощности, обусловленное включением вентилей с отставанием относительно моментов естественной коммутации. Для устранения этого недостатка требуется принудительное запираание вентилей, что позволяет осуществлять регулирование выходного напряжения при компенсации, генерировании или потреблении реактивной мощности. Включение всех вентилей с одинаковым углом опережения является простейшим алгоритмом управления.

Сочетание принудительной и естественной коммутации позволяет получить большое разнообразие алгоритмов управления [1 и 2]. Так, если в мостовой схеме вентили одной группы (например, катодной) включать с опережением относительно момента естественной коммутации на угол регулирования α_1 , а вентили другой группы (анодной) — с отставанием на угол регулирования α_2 (рис. 1, а), то в зависимости от соотношения этих углов можно получить один из трех режимов: потребление, генерирование, компенсация реактивной мощности. Выражения для степени регулирования (т. е. для выходного напряжения в относительных единицах) и коэффициента сдвига первой гармоники тока имеют вид:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}; \quad (1)$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}, \quad (2)$$

причем отстающий угол α_2 считается положительным, а опережающий α_1 — отрицательным.

Эти же выражения справедливы и для других сочетаний углов регулирования (например, оба угла опережающие), только необходимо учитывать их знаки. Анализ приведенных выражений показывает, что при неизменном значении выходного напряжения можно в определенных пределах регулировать реактивную мощность.

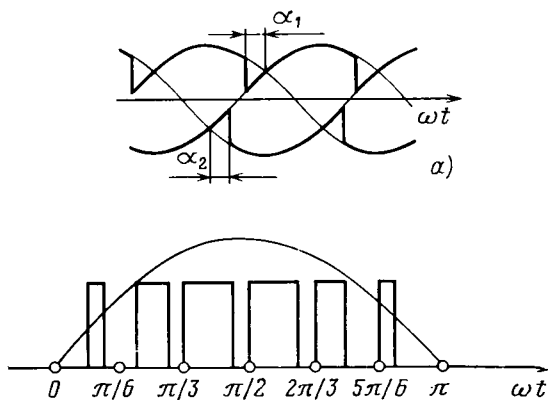


Рис. 1. Диаграмма фазных напряжений в случае однократной принудительной коммутации (а) и диаграмма сетевого тока трехфазной мостовой схемы в случае многократной принудительной коммутации (б)

ность. Подробный анализ этих алгоритмов управления проведен в [2].

Рассмотренные алгоритмы характеризуются тем, что принудительная коммутация осуществляется один раз за период выходного напряжения. Такая принудительная коммутация называется однократной. В случае $\alpha_1 = -\alpha_2$ однократная принудительная коммутация позволяет работать с максимальным, равным или практически близким к единице коэффициентом сдвига (режим компенсации реактивной мощности). При этом гармонический состав сетевого тока несколько ухудшается по сравнению со случаем $\alpha_1 = \alpha_2$. Таким образом, возможности однократной принудительной коммутации ограничены.

В случае многократной принудительной коммутации запираание вентилей осуществляется несколько раз за период выходного напряжения. Это позволяет не только повысить коэффициент сдвига, но и улучшить гармонический состав сетевого тока. Кроме того, за счет сдвига спектра сетевого тока в сторону высоких частот улучшаются условия использования настроенных фильтров на стороне сети. На рис. 1, б в качестве примера представлена одна из возможных форм сетевого тока трехфазной мостовой схемы с многократной принудительной коммутацией [3]. Каждому полупериоду сетевого тока соответствуют шесть однополярных импульсов одинаковой амплитуды и длительностями, равными

$$\frac{1}{3} \lambda T, \frac{2}{3} \lambda T, \lambda T, \lambda T, \frac{2}{3} \lambda T, \frac{1}{3} \lambda T,$$

где $0 \leq \lambda \leq 1$, $T = \pi/6$.

Анализ гармонического состава такой кривой сетевого тока показывает, что гармоники с номерами, кратными трем, отсутствуют, а 5-я и 7-я гармоники составляют не более 5 % основной.

Возможность выключения проводящего вентиля в любой момент времени позволяет повысить не только энергетические, но и динамические показатели преобразователя, что особенно важно для электроприводов малой и средней мощностей.

Долгое время развитие преобразователей с принудительной коммутацией сдерживалось уровнем элементной базы. В настоящее время эти схемы получили новый импульс развития в связи с появлением быстродействующих, комбинированно выключаемых и двухоперационных тиристоров. Однако даже наличие высокочастотных приборов не решает окончательно вопрос реализации принудительной коммутации в зависимых преобразователях. Дело в том, что реальная питающая сеть имеет индуктивное внутреннее сопротивление, обусловленное индуктивностями линии, рассеянием обмоток питающего трансформатора, защитными токоограничивающими дросселями и т. д.

Очевидно, что принудительное прерывание тока в цепи с индуктивностью требует обеспечения вывода накопленной энергии, что и является основным вопросом, решаемым в данной работе. Этот вопрос специфичен именно для зависимых преобразователей с принудительной коммутацией и не возникает при исследовании пре-

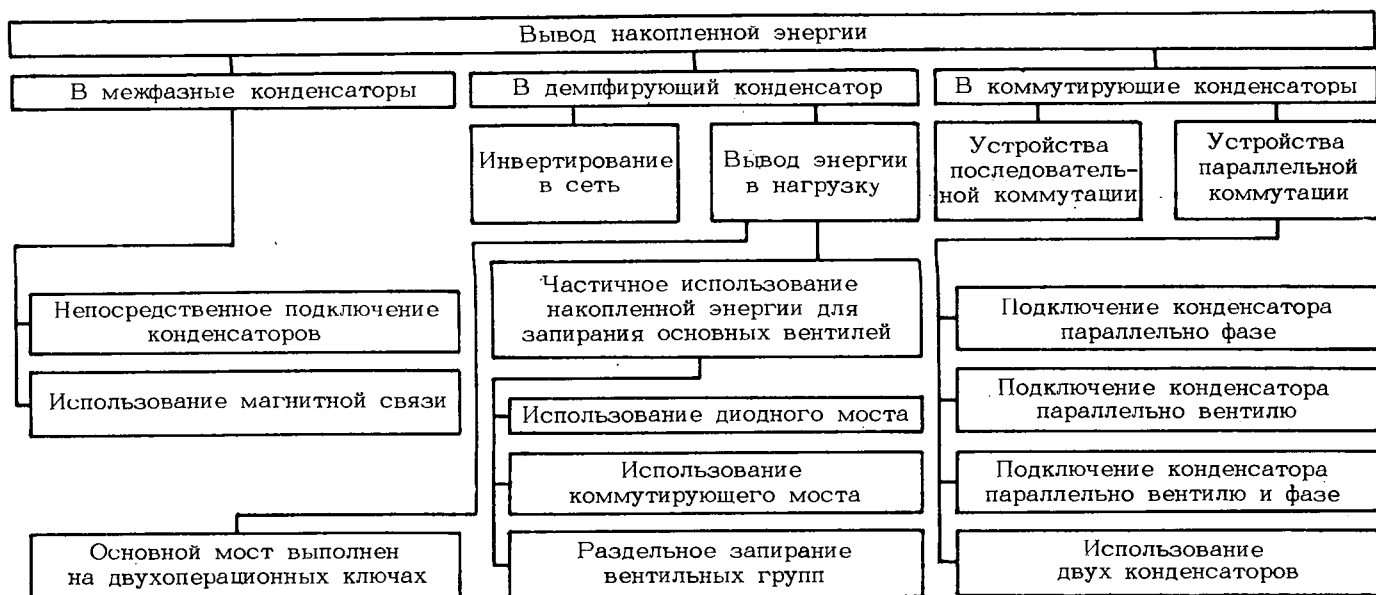


Рис. 2. Классификация способов вывода энергии, накопленной в индуктивностях фаз питающей сети

образователей с естественной коммутацией, а также таких устройств, как автономные инверторы напряжения и широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения, для которых принято считать, что емкость фильтра достаточно велика. Специфика указанного вопроса проявляется еще и в том, что непосредственное заимствование известных схемотехнических приемов, позволяющих снизить коммутационные всплески напряжения в преобразователях других типов, в данном случае не дает желаемого эффекта. Без практического решения указанного вопроса невозможно вообще реализовать отмеченные преимущества принудительной коммутации.

Можно выделить три способа вывода накопленной в анодных индуктивностях энергии: в межфазные конденсаторы, в демпфирующий конденсатор и в коммутирующие конденсаторы. Классификация этих способов представлена на рис. 2. Естественно, что способ вывода накопленной энергии во многом определяет схемотехнические особенности преобразователя. Эти особенности рассмотрены ниже.

В соответствии со сказанным выше следует отметить, что представленные на рис. 1 диаграммы, а также выражения (1) и (2) являются идеализированными. Так, на первой диаграмме (см. рис. 1, а) не показаны коммутационные искажения сетевого напряжения, которые могут быть особенно велики в случае принудительной коммутации. Что же касается рис. 1, б, то приведенная здесь форма сетевого тока возможна только при отсутствии индуктивностей в фазах сети.

Преобразователи с межфазными конденсаторами. Наиболее простым в схемотехническом отношении является способ вывода накопленной энергии в межфазные конденсаторы. Для анализа этого способа была использована мостовая схема на базе двухоперационных ключей, показанная на рис. 3, причем конденсаторы подключены непосредственно к выводам сети. В качестве двухоперационных ключей могут быть использованы двухоперационные либо комбинированно выключаемые тиристоры, а также высокочастотные тиристоры, снабженные устройствами принудительной конденсаторной коммутации.

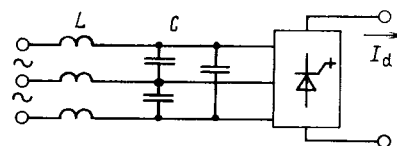


Рис. 3. Схема подключения конденсаторов непосредственно к сетевым зажимам

При исследовании схемы с непосредственным подключением межфазных конденсаторов (рис. 3) в качестве нагрузки преобразователя рассматривались: активно-индуктивная с э. д. с. и двигатель постоянного тока с независимым возбуждением. Клапаны преобразователя коммутируются многократно с частотой, кратной частоте питающей сети. Проведенный на аналоговой машине анализ статического режима работы преобразователя выявил резонансный характер электромагнитных процессов в LC-контуре [4]. При этом оказалось, что в случае кратности частоты коммутации и собственной частоты колебательного контура, образованного фазными индуктивностями и межфазными конденсаторами, это влияние особенно сильно. Уход от резонансного режима достигается рациональным выбором соотношения значений индуктивностей фаз сети и емкостей конденсаторов.

Уменьшение коммутационных всплесков напряжения достигается включением демпфирующих резисторов последовательно с конденсаторами или повышением частоты коммутации. Оказалось, что при допустимом повышении напряжения на клапанах на 10 % необходимая установленная мощность конденсаторов может составлять до 50 % номинальной мощности преобразователя (в зависимости от частоты коммутации и величины напряжения короткого замыкания сети). В динамических режимах пуска и рекуперативного торможения двигателя постоянного тока коммутационные всплески напряжения значительно возрастают с увеличением кратности перегрузки по току якоря.

Был рассмотрен ряд алгоритмов управления клапаном преобразователем. Оказалось, что в динамических режимах наиболее целесообразным является однопози-

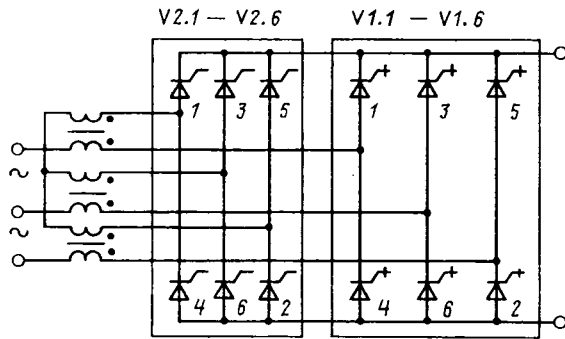


Рис. 4. Схема использования магнитной связи для вывода накопленной энергии

ционное слежение за током якоря с постоянной частотой коммутации. Двухпозиционное слежение недопустимо, так как частота коммутации при этом алгоритме управления изменяется и может возникнуть резонанс.

Использование межфазных конденсаторов по схеме рис. 3, являющееся простейшим схемотехническим решением задачи вывода накопленной в индуктивностях фаз сети энергии, нецелесообразно при резкопеременных нагрузках и величине короткого замыкания сети выше 2—3 %. Полученные результаты привели к необходимости искать иные пути снижения коммутационных выбросов напряжения.

Для уменьшения емкостей межфазных конденсаторов при изменении тока нагрузки была предложена схема [5], один из вариантов которой показан на рис. 4. Использование этой схемы целесообразно в случае, когда мощность сети значительно превышает мощность самого преобразователя, так что влиянием коммутационных процессов в нем на форму сетевого напряжения можно пренебречь. В этом случае преобразователь подключается к сети через защитные дроссели, ограничивающие скорость нарастания тока короткого замыкания. Поскольку такие дроссели представляют собой сосредоточенные индуктивности, то вывод накопленной энергии упрощается. Если эти дроссели выполнены на сердечниках с немагнитным зазором, то для вывода накопленной энергии можно использовать магнитную связь, разместив на каждом из дросселей дополнительную обмотку, как это и показано на рис. 4. Число витков дополнительной обмотки то же, что и основной. Эти дополнительные обмотки соединены по схеме звезды, а их свободные концы подключены к выводам дополнительного тиристорного моста, выводы постоянного тока которого подключены к нагрузке.

Управление мостами производится таким образом, что одновременно с запирающим проводивших вентилей основного моста $V1.1 — V1.6$ включают одноименные вентили дополнительного моста $V2.1 — V2.6$. При таком управлении магнитное состояние сердечников не меняется. Перемагничивание сердечников происходит под действием сетевого напряжения при переходе тока нагрузки из одной фазы в другую. Это устройство позволяет выводить в нагрузку энергию, накопленную в индуктивностях намагничивания. Для вывода энергии, накопленной в индуктивностях рассеяния, необходимы RC -цепочки, подключенные к зажимам переменного тока диодного и тиристорного мостов (на рис. 4 эти цепочки не показаны). Проведенный анализ этой схемы показывает, что параметры этих цепочек сравнимы с

параметрами аналогичных RC -цепочек зависимых преобразователей с естественной коммутацией.

Преобразователи с общим демпфирующим конденсатором. Схемы преобразователей, содержащих демпфирующие конденсаторы, можно свести к нескольким основным типам, показанным в виде структурных схем на рис. 5. Представленные схемы содержат основной мост 1, выполненный на управляемых вентилях (I_d — ток нагрузки), диодный мост 2 (схемы рис. 5, а, б, д), ведомый сетью инвертор 3 (схема рис. 5, а), коммутирующий мост 4 (схема рис. 5, в, г, д) и демпфирующий конденсатор C . Начальное напряжение на демпфирующем конденсаторе выбирается несколько выше амплитуды линейного напряжения питающей сети. На межкоммутационных интервалах конденсатор отключен от сети. В первых двух схемах (рис. 5, а, б) это отключение обеспечивается запирающим диодного моста 2 разностью напряжения на конденсаторе и линейного напряжения сети, а в остальных схемах — за счет запирающих двухоперационных ключей VS_{k1} и VS_{k2} .

Принудительная коммутация вентилей основного моста вызывает повышение напряжения на выводах сети. В результате в первых двух схемах диодный мост 2 отпирается и накопленная в фазах сети энергия переходит в демпфирующий конденсатор. В других схемах за счет определенного алгоритма управления вентилями основного и коммутирующего 4 мостов, а также вспомогательными тиристорами (в схемах рис. 5, г, д) созда-

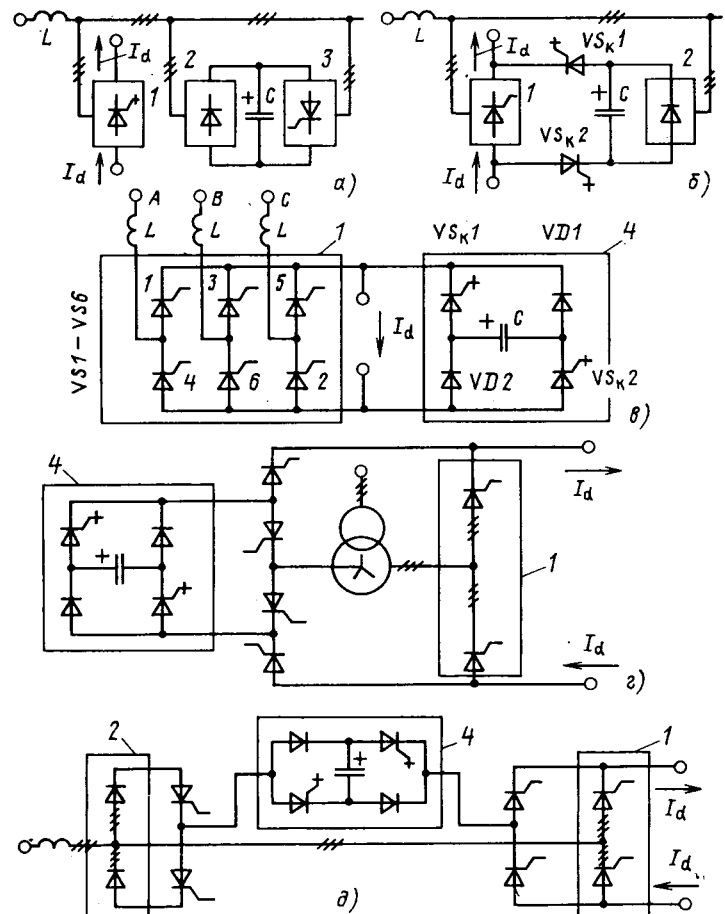


Рис. 5. Структурные схемы преобразователей с общим демпфирующим конденсатором

ется иной путь вывода накопленной энергии из индуктивностей сети в конденсатор. Емкость этого конденсатора выбирается достаточно большой для снижения (демпфирования) коммутационных перенапряжений до заданного уровня.

Поскольку в цепи, по которой происходит передача энергии из индуктивностей сети в конденсатор, имеются вентили (например, диоды моста 2), то это передача имеет односторонний характер, что принципиально отличает этот способ от способа вывода энергии в межфазные конденсаторы. Следовательно, демпфирующий конденсатор является лишь промежуточным звеном передачи накопленной в фазах энергии, и после этапа накопления необходимо выводить эту энергию из конденсатора. Принципиально возможны два пути дальнейшего вывода энергии: либо обратно в питающую сеть, либо в нагрузку.

Следует отметить, что конденсатор в схемах рис. 5 работает на постоянном (пульсирующем) напряжении, поэтому для уменьшения его массо-габаритных показателей целесообразно использование поляризованных конденсаторов. В этом случае необходимо принять меры для снижения пульсаций напряжения до заданного уровня.

В [6] проведен анализ схем зависимых преобразователей с принудительной коммутацией, содержащих идеальный источник э. д. с., который заменяет конденсатор с малым уровнем пульсаций. Такой подход к решению вопроса о выводе накопленной в фазах сети энергии представляется неверным, так как при замене демпфирующего конденсатора источником э. д. с. не учитываются пульсации напряжения на конденсаторе в реальной схеме и невозможно рассчитать баланс энергии конденсатора за интервал времени от одной коммутации до другой.

Рассмотрим принцип работы представленных выше схем, считая, что вентили основного моста 1 включаются с опережением относительно моментов естественной коммутации. Примем также, что ток нагрузки I_d непрерывен. Процессы в первой из этих схем (рис. 5, а) очевидны. Уровень напряжения на конденсаторе зависит от тока ведомого сетью инвертора 3, определяемого его углом отпирания.

Схема рис. 5, б может работать в двух режимах. В первом режиме вентили основного моста 1 должны быть двухоперационными. Их принудительное запираание, как и в первой схеме, приводит к отпиранию диодов моста 2. В результате накопленная в индуктивностях сети энергия переходит в конденсатор. Для создания контура протекания тока нагрузки I_d одновременно с запираанием каких-либо двух вентилях основного моста 1 можно включить два любых смежных вентиля этого моста либо согласно-параллельно мосту 1 можно подключить нулевой управляемый вентиль (на рис. 5, б он не показан).

В отличие от первой схемы дальнейший вывод накопленной энергии в схеме рис. 5, б осуществляется в нагрузку, для чего отпирают ключи VS_{k1} , VS_{k2} . Длительность проводимости этих ключей выбирается такой, чтобы конденсатор успел разрядиться полным током нагрузки до напряжения, несколько меньшего начального уровня. После этого коммутирующие вентили VS_{k1} и VS_{k2} запирают и одновременно включают очередные вентили основного моста 1. Поскольку эти вентили не могут мгновенно принять ток нагрузки из-за наличия фазных индуктивностей, этот ток мгновенно (если не

учитывать индуктивности монтажа и реакторы для защиты вентилях) переходит в конденсатор по контуру анодная группа вентилях моста 1 — катодная группа диодов моста 2 — конденсатор — анодная группа диодов моста 2 — катодная группа вентилях моста 1.

В этом контуре конденсатор выполняет роль источника э. д. с. и дозаряжается током нагрузки. Так как напряжение на конденсаторе больше мгновенного значения любого из линейных напряжений сети, то ток нагрузки начинает плавно переходить из указанного контура дозаряда конденсатора в фазы сети. Длительности этапов частичного разряда и дозаряда конденсатора должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить баланс напряжения на конденсаторе: к концу интервала коммутации напряжение на конденсаторе должно принять начальное значение.

Во втором режиме работы схемы рис. 5, б вентили основного моста 1 являются однооперационными и для их запираания частично используется энергия демпфирующего конденсатора. Включение коммутирующих вентилях VS_{k1} и VS_{k2} с опережением относительно моментов естественной коммутации приводит к запираанию проводящих вентилях моста 1 и переводу тока нагрузки из этого моста в конденсатор. Фазные индуктивности затягивают этот процесс. В результате к моменту спада сетевого тока до нуля конденсатор частично разряжается. Начиная с этого момента, проводившие ранее вентили моста 1 попадают под обратное напряжение и восстанавливают свои вентильные свойства. Далее можно либо продолжать разряд конденсатора током нагрузки, либо начать перевод этого тока из конденсатора в очередные вентили моста 1. Для этого необходимо включить эти вентили и одновременно запереть коммутирующие вентили VS_{k1} , VS_{k2} . Дальнейшие процессы те же, что и в первом режиме работы этой схемы.

Очевидно, что для обеспечения надежного запираания вентилях моста 1 начальное напряжение на конденсаторе должно быть достаточно большим, чтобы превышать амплитуду линейного напряжения сети и после полного перехода тока нагрузки в конденсатор. С этой целью в [7] предложено подключать диодный мост 2 к сети через вольтодобавочный трансформатор. Следует отметить, что во втором режиме работы рассматриваемой схемы невозможно управлять дозарядом конденсатора. В результате оказывается, что к концу такта коммутации напряжение на конденсаторе зависит от тока нагрузки, поэтому коммутация становится неустойчивой.

В остальных представленных на рис. 5 схемах удается сохранить преимущество рассмотренного выше режима (частичное использование накопленной энергии для запираания вентилях) и добиться восстановления начального уровня напряжения на конденсаторе. Это достигается за счет введения в схему коммутирующего моста 4 (см. рис. 5, в, г, д).

Рассмотрим подробнее работу схемы по рис. 5, в. На рис. 6 представлены диаграммы, поясняющие работу этой схемы. Пусть первоначально проводят вентили VS_1 и VS_2 основного моста 1. Весь процесс коммутации разбивается на три интервала: γ_1 , γ_0 , γ_2 . Для принудительного запираания вентилях основного моста 1 включают коммутирующие вентили VS_{k1} и VS_{k2} . В результате на первом интервале коммутации γ_1 ток нагрузки начинает плавно переходить из фаз сети в демпфирующий конденсатор. При этом конденсатор частично разряжается. К концу первого интервала сетевой ток спадает до нуля. На протяжении всего второго интервала γ_0

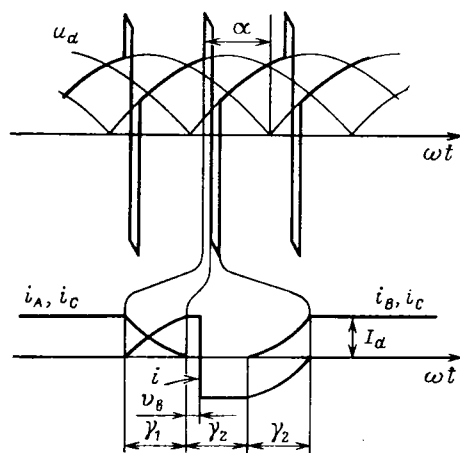


Рис. 6. Диаграммы работы схемы рис. 5, в: u_d — выходное напряжение; i_A, i_B, i_C — токи фаз сети; i — ток демпфирующего конденсатора

ток в фазах сети равен нулю. В начале этого интервала вентили VS_{k1} и VS_{k2} остаются открытыми, и конденсатор разряжается полным током нагрузки I_d , при этом напряжение на нем продолжает оставаться выше линейного напряжения сети. Если выключить вентили VS_{k1} и VS_{k2} , ток нагрузки мгновенно перейдет на диоды $VD1$ и $VD2$. Ток в демпфирующем конденсаторе меняет свое направление. В результате демпфирующий конденсатор заряжается за счет энергии, запасенной в цепи нагрузки. Схемное время восстановления ϕ_v равно интервалу времени между моментом спада тока сети до нуля и моментом выключения вентилях VS_{k1} и VS_{k2} . На третьем интервале γ_2 включают очередные вентили моста I (т. е. $VS2$ и $VS3$). Из-за фазных индуктивностей ток нагрузки плавно переходит в очередные вентили и фазы B, C сети. При этом конденсатор дозаряжается.

Таким образом, на первом коммутационном интервале конденсатор частично разряжается, а на втором и третьем — дозаряжается. Длительности первого и третьего интервалов определяются током нагрузки, значением опережающего угла включения, начальным напряжением на конденсаторе и соотношением между емкостью демпфирующего конденсатора и индуктивностями фаз. Длительность второго коммутационного интервала полностью задается системой управления и выбирается исходя из условия восстановления начального уровня напряжения на конденсаторе и обеспечения необходимого схемного времени восстановления. Если частичный разряд конденсатора на первом интервале оказывается меньше его дозаряда на третьем интервале, то на втором интервале этот конденсатор необходимо не дозаряжать, а разряжать. Для этого следует на соответствующую величину увеличить длительность работы вентилях VS_{k1} и VS_{k2} на втором интервале и одновременно с их запуском включать очередные вентили моста I .

В рассмотренных выше схемах (рис. 5, а, б, в) запирающие вентили в обеих группах (анодной и катодной) осуществляется одновременно. В результате каждый из шести вентилях основного моста I включается и выключается дважды в течение $1/3$ периода питающей сети. Такой алгоритм приводит к появлению провала в середине импульса сетевого тока и, как следствие, к ухудшению гармонического состава сетевого тока. Выключение вентилях в середине интервала проводимости обус-

ловлено подключением коммутирующего устройства 4 к зажимам постоянного тока моста I . Если это устройство подключить между одним из зажимов постоянного тока и общей точкой соединенных в звезду вторичных обмоток трансформатора (либо нулевой шиной), то можно осуществлять независимое принудительное выключение вентилях в каждой из групп основного моста I (рис. 5, г). На рис. 5, д представлена схема, позволяющая, как и рассмотренная выше, осуществлять независимое запирающее вентильных групп, но без подключения коммутирующего устройства к нулевой точке.

Для всех представленных на рис. 5 схем были предложены алгоритмы управления, обеспечивающие плавный спад и нарастание тока в фазах сети. Вся коммутация состоит из нескольких интервалов. Для схемы рис. 5, а таких интервалов два: γ_1 и γ_2 . На первом из этих интервалов сетевой ток спадает к нулю, а на втором — нарастает. Для остальных представленных на рис. 5 схем коммутация состоит из трех интервалов: $\gamma_1, \gamma_0, \gamma_2$ (как это показано, например, на рис. 6). На интервале γ_0 ток запираемой фазы равен нулю. На этом интервале демпфирующий конденсатор либо дозаряжают, либо частично разряжают таким образом, чтобы к концу коммутации восстановить на нем начальный уровень напряжения.

Расчеты показали, что характеристики зависимых преобразователей с принудительной коммутацией отличаются от аналогичных характеристик зависимых преобразователей с естественной коммутацией. Так, для схем, показанных на рис. 5, степень регулирования определяется выражением

$$C_p = \cos \alpha - \Delta U_d' + \Delta U_k', \quad (3)$$

где

$$\Delta U_d' = 2 \cos [\alpha + \pi/6 - (\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_0)/2] \times \sin [(\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_0)/2], \quad (4)$$

$\Delta U_k'$ — среднее значение выходного напряжения на интервале коммутации; $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_0$ — углы коммутации.

Выражения для определения $\Delta U_k'$ различны для каждой из рассмотренных схем рис. 5.

Реактивная мощность определяется из выражения

$$Q = -\frac{3}{\pi} I_d U_m [(\gamma_1/2) \sin(\alpha - \gamma_1/2 - \pi/6) + (\gamma_2/2) \sin(\alpha - \gamma_1 - \gamma_0 - \gamma_2/2 + \pi/6) + 2 \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_0}{2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_0}{2}\right)], \quad (5)$$

где U_m — амплитуда линейного напряжения питающей сети.

Знак минус в выражении (5) означает, что реактивная мощность генерируется, а не потребляется.

На рис. 7 в качестве примера представлены энергетические характеристики для схемы рис. 5, а. Видно, что при передаче накопленной энергии в сеть через инвертор можно получить энергетические характеристики преобразователя в инверторном режиме, близкие к идеальным (в случае отсутствия фазных индуктивностей). Независимое запирающее вентильных групп основного моста I в схеме рис. 5, г позволяет приблизиться к идеальным энергетическим характеристикам как в выпрямительном, так и в инверторном режимах работы.

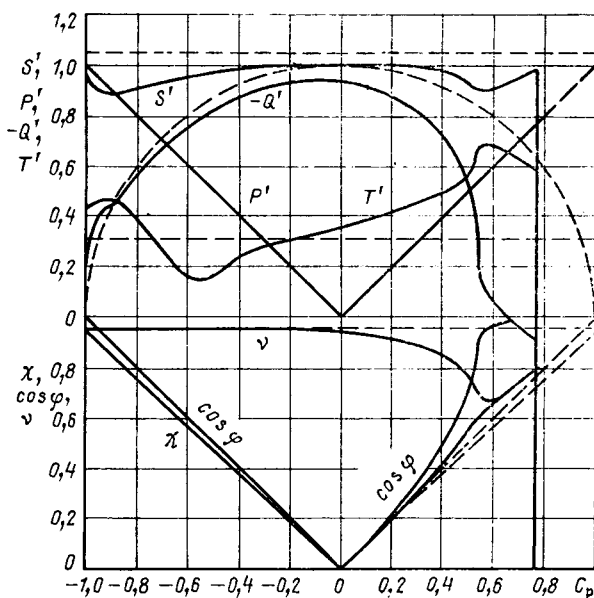


Рис. 7. Энергетические характеристики в зависимости от степени регулирования для двух случаев: напряжение короткого замыкания сети составляет 5 % номинального (сплошные линии); фазные индуктивности отсутствуют (пунктирные линии); S' , P' , Q' , T' — полная, активная, и реактивная мощность, мощность искажения в относительных единицах (за базисную величину принята номинальная активная мощность);

$$= P/S, \cos \varphi = P/\sqrt{P^2 + Q^2}, \chi = \chi/\cos \varphi$$

Преобразователи с коммутирующими конденсаторами. При этом способе, в отличие от двух предыдущих, преобразователь выполняется на базе однооперационных вентилях и для их принудительного заперения имеются устройства принудительной коммутации. Коммутирующие конденсаторы этих устройств служат для выполнения двух функций: принудительного заперения вентилях и вывода накопленной в фазах сети энергии. Соответственно этому емкость конденсатора выбирается из двух условий: обеспечение необходимого времени восстановления и ограничение коммутационных напряжений на заданном уровне. Для таких схем целесообразно выделить два случая. В первом случае считается, что мощность питающей сети значительно превосходит мощность самого преобразователя, так что влиянием преобразователя на сеть можно пренебречь. Во втором случае мощности преобразователя и сети соизмеримы. Такое разделение обусловлено, как показано ниже, различной схемотехнической реализацией способов вывода накопленной энергии для этих случаев.

В первом случае для эффективной защиты преобразователя от токов к. з. целесообразно использовать токоограничивающие дроссели, в качестве которых можно использовать коммутирующие дроссели устройств последовательной коммутации. Таким образом, задача вывода накопленной энергии в этом случае сводится к обеспечению вывода энергии из контура коммутации. Известен ряд схем, обеспечивающих уменьшение эффекта «накачки» энергии в устройствах последовательной коммутации. Однако для большинства схем последовательной коммутации необходим отдельный низковольтный источник заряда коммутирующего конденсатора.

Для устранения этого недостатка было предложено устройство последовательной коммутации [8], в котором для заряда коммутирующего конденсатора использует-

ся тот же источник э. д. с., что и для питания нагрузки. Схема этого устройства показана на рис. 8. Снижение эффекта «накачки» энергии в этом устройстве (т. е., по существу, вывод энергии, накопленной в коммутирующем дросселе, используемом в качестве защитного) осуществляется за счет рекуперации накопленной энергии в источник питания с использованием определенного алгоритма управления. Первоначальный заряд коммутирующего конденсатора до некоторого напряжения отрицательной полярности осуществляется при включении вентилей $V1$, $V3$. Для запираания основного вентиля V включают коммутирующие вентили V_{k1} и V_{k2} . В результате коммутирующий конденсатор перезаряжается по контуру: $C-V_{k1}-L_k-V_{k2}-C$. Если для следующего заряда конденсатора вновь включить вентили $V1$, $V3$, то он зарядится до отрицательного напряжения, большего по абсолютной величине его начального значения в предыдущем такте.

Для восстановления начального уровня напряжения на конденсаторе его сначала частично перезаряжают через вентили $V2$, $V4$. При этом избыток энергии конденсатора выводится в источник питания. После этого снова включают вентили $V1$, $V3$. Регулируя длительность проводимости вентилей $V1$, $V3$, можно восстановить начальный уровень напряжения на конденсаторе. При малых «накачках» частичный перезаряд конденсатора осуществляется через вентили $V1$, $V2$ (либо $V3$, $V4$). При этом в контур перезаряда конденсатора не входит источник э. д. с. В [8] показан один из вариантов использования этого устройства для построения схем зависимых преобразователей с принудительной коммутацией.

Для случая, когда мощности питающей сети и преобразователя соизмеримы, используются устройства параллельной конденсаторной коммутации. Основные варианты подключения коммутирующего конденсатора показаны на рис. 9. Пусть к моменту очередной коммутации проводит вентиль $V1$ и $e_1 > e_2$, поэтому для перевода тока нагрузки I_d в фазу e_2 необходимо принудительно запереть этот вентиль. Указанная на рис. 9 полярность напряжения на конденсаторах соответствует начальному состоянию. В первом варианте коммутирующий конденсатор (начальная полярность напряжения которого показана на рис. 9 вне скобок) подключается параллельно выключаемой фазе e_1 . При включении коммутирующего вентиля V_k проводивший ранее основной вентиль $V1$ мгновенно запирается, а ток нагрузки I_d переходит на нулевой вентиль V_0 . В этом случае конденсатор перезаряжается до напряжения, более чем в 2 раза превосходящего напряжение выключаемой фазы e_1 . Единственным достоинством этого варианта является

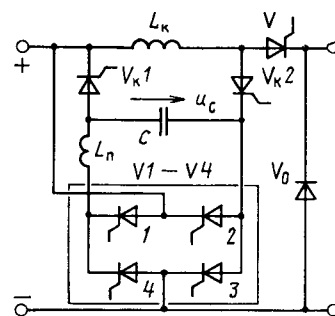


Рис. 8. Устройство последовательной коммутации с рекуперативным выводом накопленной энергии

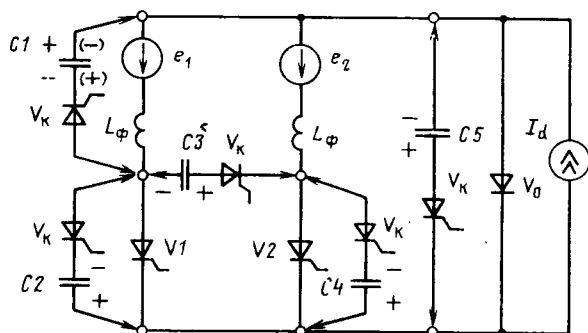


Рис. 9. Варианты подключения демпфирующего конденсатора

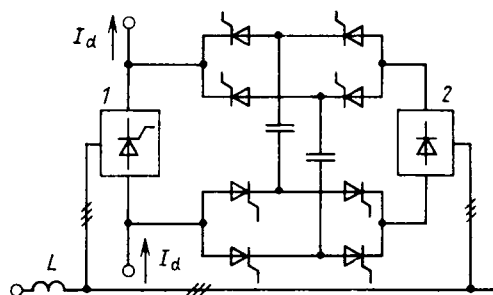


Рис. 10. Схема выпрямителя с двумя коммутирующими конденсаторами: основной тиристорный мост; вспомогательный диодный мост

возможность быстрого отключения цепи нагрузки от питающей сети.

Варианты 2, 3, 4 (см. рис. 9) сводятся к подключению конденсатора параллельно одному из вентилях ($V1$ или $V2$), причем в случаях 2 и 3 включение коммутирующего вентиля V_k сразу приводит к запиранию проводившего ранее вентиля $V1$. По мере разряда коммутирующего конденсатора ток нагрузки плавно переходит из фазы e_1 в фазу e_2 . В случае подключения коммутирующего конденсатора параллельно вентилю и фазе (пятый вариант) коммутация происходит за три этапа: перевод тока нагрузки из фазы e_1 в конденсатор, разряд конденсатора током нагрузки до напряжения равного (или меньше) напряжения фазы e_2 , перевод тока нагрузки из конденсатора в фазу e_2 . Проведенный в [9] сопоставительный анализ вариантов подключения конденсатора 2 и 5 выявил преимущества последнего случая. Существенным недостатком этих и других эквивалентных им вариантов является перезаряд коммутирующего конденсатора током нагрузки, что существенно затягивает процесс коммутации при малых токах нагрузки. Для устранения этого недостатка в [10] предлагается для ускорения перезаряда конденсатора перезаряжать его через дополнительный дроссель.

Во всех представленных на рис. 9 схемах дополнительное напряжение на конденсаторе, обусловленное наличием индуктивностей в фазах сети, можно ориентировочно оценить с помощью выражения

$$\Delta U = \rho I_d, \quad (6)$$

где

$$\rho = \sqrt{L_\phi / C}. \quad (7)$$

Используя два конденсатора, можно за счет определенного алгоритма управления обеспечить ту же ве-

личину дополнительных коммутационных напряжений но при меньшей суммарной емкости этих конденсаторов или, наоборот, при той же суммарной емкости обеспечить меньшую величину коммутационных напряжений.

Рассмотрим этот вопрос подробнее на примере эквивалентной схемы рис. 9. Для вывода накопленной энергии будем использовать два конденсатора, один из которых включен по варианту 1, а другой — по варианту 5. Будем считать, что в начальном состоянии эти конденсаторы заряжены до некоторых напряжений U_{01} и U_{05} (начальная полярность напряжения на первом конденсаторе соответствует указанной в скобках). Соотношение между начальными напряжениями таково, что $U_{05} > U_{01} > U_m$ (где U_m — амплитуда напряжения сети). Если сначала с помощью соответствующего коммутирующего вентиля подключить конденсатор $C5$, то ток нагрузки начнет переходить из фазы e_1 в этот конденсатор. Максимальный ток, который можно выключить с помощью конденсатора $C5$, определяется из выражения

$$I_m = |U_{05} - E_1| / \rho = \Delta U / \rho, \quad (8)$$

при этом считается, что на интервале коммутации $e_1 = E_1 = \text{const}$. Для коммутации половины тока нагрузки достаточно иметь емкость конденсатора вчетверо меньшую, чем определенную выражением (8). В тот момент, когда ток в конденсаторе $C5$ достигает величины $I_d/2$, необходимо с помощью соответствующего коммутирующего вентиля подключить к фазе e_1 конденсатор $C1$. Если к этому моменту времени соотношение между напряжениями на конденсаторах таково, что $U_{C5} > U_{C1}$, то основной проводивший ранее вентиль $V1$ запирается, а ток в конденсаторе $C5$ возрастает до полного тока нагрузки. Оставшийся в фазе e_1 ток $I_d/2$ обуславливает дозаряд конденсатора $C1$. Как видно из (6), для дозаряда конденсатора на ту же величину ΔU необходимо иметь вчетверо меньшую величину емкости.

Таким образом, оказалось, что, если при той же заданной величине коммутационных перенапряжений вместо одного конденсатора использовать два, то емкость каждого из них будет в 4 раза меньше одного. На рис. 10 показана упрощенная схема выпрямителя с двумя коммутирующими конденсаторами [11], в которой используется тот же принцип вывода накопленной энергии.

Выводы. 1. Рассмотрены три способа вывода накопленной в индуктивностях фаз сети энергии и соответствующие им принципы построения схем и алгоритмы алгоритмов управления вентилями преобразователями, построенными на полностью управляемых ключах.

2. Если в качестве полностью управляемых ключей использованы двухоперационные либо высокочастотные однооперационные вентили, то целесообразны первые два способа — вывод накопленной энергии в межфазные конденсаторы либо в общий демпфирующий конденсатор. Для низкочастотных однооперационных вентилях целесообразен вывод энергии в коммутирующие конденсаторы.

3. Схемы с межфазными конденсаторами наиболее просты, но в случае больших мощностей они непригодны для резкочастотного тока нагрузки. Поэтому они целесообразны, например, для электротехнологических установок с малоизменяющейся нагрузкой и электприводов малой мощности.

4. Схемы с демпфирующим конденсатором предназначены для больших мощностей и любого характера изменения тока нагрузки, но требуют усложненных

алгоритмов управления. Они целесообразны при построении мощных преобразователей с широким диапазоном регулирования.

5. Схемы с коммутирующими конденсаторами требуют увеличения емкостей этих конденсаторов. Они целесообразны при построении преобразователей большой мощности с ограниченным диапазоном регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булатов О. Г., Шитов В. А. Перспективные способы улучшения коэффициента мощности зависимых преобразователей. — В кн.: Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. — М.: 1983.
2. Голубев Ф. Н., Латышко В. Д. К вопросу о регулировании реактивной мощности управляемых вентильных преобразователей. — Изв. Ленинградского электротехнического института, 1972, вып. 106.
3. Alexa Dumitru, Prisacaru Vasile. Selbstgeführte Stromrichter für Umkehrantriebe, die keine Blindleistung des Speisernetzes benötigen. — ETZ-A, 1973, Bd. 94, H. 3, S. 158—161.
4. Булатов О. Г., Фраткина М. Л., Шитов В. А. Анализ выпрямителя с искусственной коммутацией на ЭВМ. — В кн.:

Силовые полупроводниковые приборы и преобразовательные устройства. — Саранск, 1982.

5. А. с. 905936 (СССР). Устройство для токовой защиты трехфазного преобразователя/О. Г. Булатов, В. А. Шитов. Оpubл. в Б. И., 1982, № 6.

6. Kenichiro Fujiwara, Hiroshi Homura. A New Method of Forced Commutation for Thyristor Converters Having AC Source Inductance. — International Power Electronics Conference, IPEC—Tokyo'83, vol. 2.

7. А. с. 519832 (СССР). Выпрямитель с искусственной коммутацией/Г. Г. Магазинник, Л. Т. Магазинник. Оpubл. в Б. И., 1976, № 24.

8. А. с. 928558 (СССР). Узел коммутации тиристора/О. Г. Булатов, В. А. Шитов. Оpubл. в Б. И., 1982, № 18.

9. Зайцев А. И., Мишин В. Н. Сравнительный анализ некоторых схем искусственной коммутации для компенсационных тиристорных преобразователей. — В кн.: Устройства преобразовательной техники. — Киев, 1969, вып. 2.

10. Teruo Kataoka, Kazuhiro Mizumachi, Shota Miyairi. A Pulsewidth Controlled AC-to-DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current. — IEEE Trans. on Industry Applications, 1979, vol. IA-15, No. 6.

11. А. с. 997202 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/О. Г. Булатов, В. А. Шитов, А. Г. Буриков. Оpubл. в Б. И., 1983, № 6.

[07.01.85]

УДК 62-52:621.314.632.001.5

Микропроцессорные системы импульсно-фазового управления вентилями

БЫКОВ Ю. М., доктор техн. наук, ГРИГОРАШ А. И., ИВАНОВА М. И., КОГАН А. Л., инженеры

Москва

Круг задач управления комплексами преобразовательной техники, для решения которых намечается применение микропроцессорных наборов или микро-УВМ, непрерывно расширяется, причем микросредства предлагаются использовать на все более низком уровне управления вплоть до систем импульсно-фазового управления вентилями (СИФУ). Появляется большое число публикаций в отечественных и зарубежных периодических изданиях, в которых описываются разнообразные микропроцессорные СИФУ [1]. В этом сходство с ситуацией, возникшей при появлении транзисторов, когда одновременно разрабатывалось большое число более или менее различающихся аналоговых транзисторных СИФУ. Переход от магнитных к транзисторным системам обеспечил улучшение динамических характеристик и повышение стабильности, СИФУ стали менее материалоемкими. В результате был достигнут существенный эффект.

При переходе от аналоговых к микропроцессорным системам ожидать дальнейшего улучшения этих показателей не приходится. Вследствие последовательного выполнения операций при микропроцессорной реализации алгоритма динамические характеристики не могут улучшиться. Так как материалоемкость СИФУ в настоящее время в существенной степени определяют усилители мощности управляющих импульсов, то при переходе к микропроцессорной элементной базе улучшение этого показателя вызывает сомнение.

Рассмотрим преимущества, которые обеспечивает внедрение микропроцессорных СИФУ.

В первую очередь, следует отметить технологичность, которая может быть обеспечена при использовании серийно выпускаемых промышленностью микро-УВМ (одноплатных или многоплатных) или микропроцессорных наборов. Выбранный набор или микро-УВМ могут обеспечить управление широким кругом преобразователей

[2, 3]. Для связи СИФУ с силовой схемой конкретного преобразователя дополнительно требуются только согласователи уровней напряжения и формирователи, а также усилители мощности управляющих импульсов. Реализация же того или иного алгоритма работы осуществляется чисто программными методами.

Другое преимущество выявляется в тех случаях, когда в электротехническом комплексе с вентильным преобразователем имеются УВМ, решающие задачи автоматического регулирования координат комплекса, его диагностики и пр. Использование микросредств вычислительной техники для реализации СИФУ позволяет существенно упростить взаимодействие с УВМ (не требуется цифро-аналоговый преобразователь и пр.).

К преимуществам микропроцессорных СИФУ относятся высокая стабильность и точность задания углов управления α , а в перспективе (при повышении быстродействия микро-УВМ) и их отработки. Обеспечение соответствующих характеристик аналоговых СИФУ встречает определенные технологические трудности.

Следует также отметить, что при наладке и эксплуатации микропроцессорных СИФУ изменение алгоритма работы осуществляется изменением программ, что существенно проще, чем изменение схем аналоговых СИФУ.

Указанные преимущества уже в настоящее время определяют эффективность микропроцессорных СИФУ мощными многовентильными преобразователями, если на более высоком уровне управления электротехническим комплексом, в который входит преобразователь, также используется микро-УВМ. Кроме того, микропроцессорные СИФУ безусловно целесообразны при аналого-цифровом моделировании для управления топологической (или физической) моделью вентильного коммутатора [4, 5].

Можно предполагать, что с повышением быстродей-

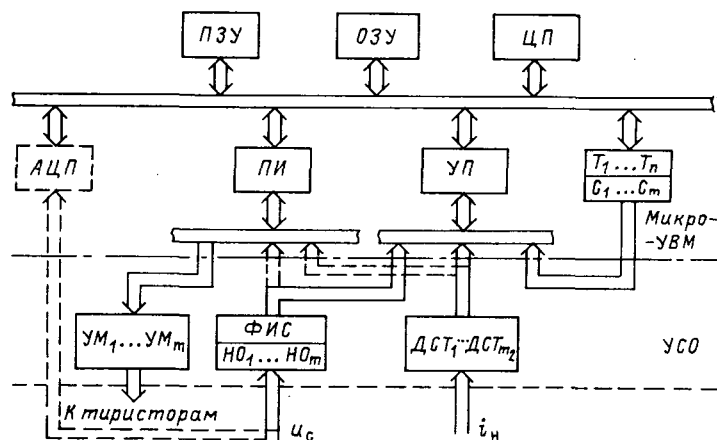


Рис. 1. Архитектура микропроцессорной СИФУ при считывании управляющего числа в моменты естественного включения вентилей; элементы микро-УВМ: ЦП — центральный процессор; ОЗУ, ПЗУ — оперативное и постоянное запоминающие устройства; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ПИ — параллельный интерфейс ввода — вывода; УП — устройство прерываний; Т — таймер, состоящий из счетчиков С; УСО — устройство сопряжения микро-УВМ с вентильным преобразователем, включающее УМ — усилитель мощности управляющих импульсов; ФИС — формирователь импульсов синхронизации, состоящий из нуль-органов НО; ДСТ — датчик состояния вентилей (необходим при двухкомплексных преобразователях с раздельным управлением ими)

ствия, уменьшением стоимости и габаритов микро-УВМ область применения микропроцессорных СИФУ будет непрерывно расширяться.

Реализованные к настоящему времени микропроцессорные СИФУ можно условно разбить на две группы. К первой относятся специализированные системы, которые выполняются на основе проблемно-ориентированной микро-УВМ и могут функционировать только в определенной замкнутой САР, например, в вентильном электроприводе постоянного тока. В большинстве своем это асинхронные системы; СИФУ второй группы выполняются на основе микро-УВМ широкого применения, реализуют синхронный принцип импульсно-фазового управления и могут нормально управлять преобразователем независимо от того, в какую систему он включен.

Ниже рассматриваются только последние, причем две характерные реализации: первая на аналоговых элементах вообще не выполнялась, а вторая использует «вертикальный» принцип, положенный в основу серийно выпускаемых аналоговых СИФУ.

Целью рассмотрения является сопоставление таких микропроцессорных СИФУ и выявление особенностей применения универсальной микро-УВМ, в состав которой, если требуется, могут входить устройство аналогового ввода — вывода (АЦП, ЦАП), то или иное число программируемых таймеров Т с несколькими счетчиками С каждый, программно-управляемое устройство прерывания УП и параллельный программируемый интерфейс ввода — вывода ПИ (рис. 1) [6].

В аппаратных СИФУ условно выделяют следующие функциональные узлы, в определенной мере отражающие структуру алгоритма их работы: синхронизации с сетью переменного тока, фазового сдвига и распределения управляющих импульсов. Такое представление, позволяющее анализировать части и систему в целом, целесообразно и для процессорных СИФУ.

Блок синхронизации анализирует напряжения источ-

ника переменного тока U_c и фиксирует моменты их перехода через нулевое значение либо с помощью микро-УВМ, либо внешними аппаратными средствами. В первом случае искомый момент времени определяется программно, для чего используется АЦП (пунктир на рис. 1, слева). Во втором случае используется внешний формирователь импульсов синхронизации ФИС. Образующие его нуль-органы ($НО_1, \dots, НО_m$) формируют импульсы в моменты перехода линейных напряжений через нулевые значения. Ввод указанных импульсов в микро-УВМ может осуществляться принципиально различными способами.

Один, показанный сплошными линиями на рис. 1, основан на использовании устройства прерываний УП, на вход (входы) которого поступают импульсы, длительность которых должна быть вполне определенной (500—1000 мкс для микро-УВМ, использующих БИС серии К580).

При другом способе, показанном пунктирными линиями, импульсы поступают на линию (линии) параллельного интерфейса ввода ПИ, опрос которой (которых) производится с определенной тактовой частотой. Естественно, длительность импульсов синхронизации должна быть больше тактового периода. Последний определяет точность фиксации момента перехода сетевых линейных напряжений через нулевые значения, которая здесь принципиально ниже, чем при использовании канала прерываний. Однако помехоустойчивость выше, так как помеха может быть зафиксирована микропроцессором только в моменты опроса ПИ, в то время как при первом способе она всегда приводит к нарушению нормальной работы СИФУ. В зафиксированные микро-УВМ моменты перехода линейных напряжений сети через нулевые значения иницируется работа программного блока фазового сдвига на отсчет углов управления α .

В настоящее время при микропроцессорной реализации наибольшее распространение получили два алгоритма реализации фазового сдвига, соответствующие двум способам преобразования управляющей информации в аппаратных синхронных модуляторах фазы [7]. При первом алгоритме, который в аналоговых СИФУ не применялся, величина фазового сдвига определяется управляющим числом, считываемым в моменты перехода напряжений сети через нулевые значения. Число вводится в программируемый счетчик, работающий на вбегание. Впервые такой алгоритм, эффективный именно при микропроцессорной реализации, был предложен и реализован для СИФУ вентилями непосредственного преобразователя частоты [2]. В дальнейшем на его основе разрабатывались и другие микропроцессорные СИФУ [8].

Взаимодействие микро-УВМ с вентильным коммутатором через аппаратные устройства сопряжения УСО представлено на рис. 1. В системе реализован многоканальный принцип: количество нуль-органов ФИС, входов прерывания и счетчиков таймеров равно числу вентилей комплекта m .

Программная часть системы, в которой внешние устройства УСО воздействуют на устройство прерывания, состоит из основной программы и двух подпрограмм обработки прерываний. Основная программа производит подготовку компонент микро-УВМ к работе, после чего может выполнять операции, не связанные непосредственно с управлением вентилями. Первая подпрограмма, иницируемая ФИС, обеспечивает запуск соответ-

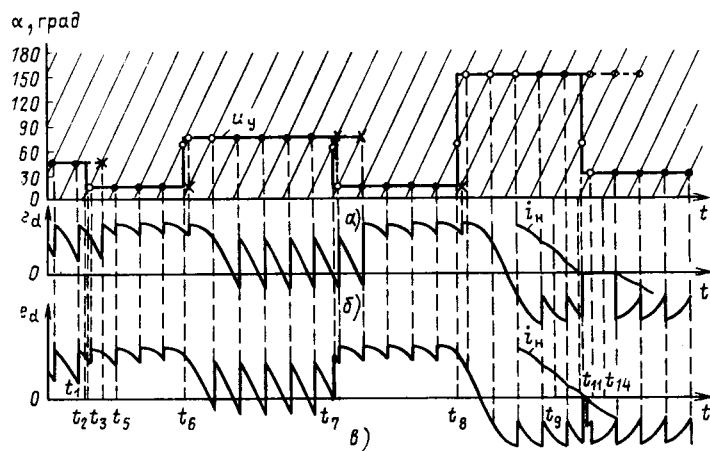


Рис. 2. Выходные э. д. с. вентильных преобразователей с микропроцессорными СИФУ при считывании управляющего числа U_y (а) в моменты естественного включения (б) и при реализации «вертикального» принципа (в); время выполнения программ пренебрежимо мало

ствующего счетчика таймера, после чего осуществляется переход к основной программе. Вторая подпрограмма, инициируемая сигналом счетчика в момент его обнуления после отсчета временного интервала, определяет распределение управляющих импульсов по тиристорам. Каждому счетчику соответствует определенное выходное слово, которое поступает на параллельный интерфейс вывода, после чего осуществляется переход к основной программе. Количество бит слова и линий вывода равно количеству вентиля. С линий вывода сигналы через разделительные и согласующие цепи (усилители мощности УМ) поступают на управляющие переходы вентиля.

Для отсчета временных интервалов не обязательно использовать таймеры — указанная процедура может быть чисто программной, если организован супервизор реального времени. Основное требование, предъявляемое к последнему, заключается в том, чтобы минимально возможный задаваемый временной интервал соответствовал требуемой точности СИФУ.

Функционально аналогичный алгоритм, при котором значение фазового сдвига считывается в моменты срабатывания нуль-органов ФИС, может быть реализован на основе одноканального принципа. При этом используется вместо m только один вход прерывания и вместо m счетчиков — только один. Это требует усложнения алгоритмов как блока фазового сдвига, так и распределителя импульсов [3]. Соответственно усложняется программа, которая для своего размещения требует большего объема памяти, чем при многоканальном принципе.

Для аппаратных одноканальных СИФУ характерна более высокая, чем у многоканальных, симметрия управляющих импульсов. При микропроцессорной реализации вследствие идентичности счетчиков таймеров симметрия достигается и в многоканальных СИФУ.

Особенность как многоканальных, так и одноканальных микропроцессорных СИФУ, реализующих рассмотренный выше алгоритм, связана с использованием таймеров и супервизора реального времени. Она заключается в том, что после начала отсчета некоторого временного интервала остановить или скорректировать этот процесс невозможно.

Рассмотрим, как это проявляется при активно-индук-

тивной нагрузке преобразователя и скачкообразном изменении управляющего слова сразу после записи в таймер. Для простоты и наглядности принята шестипульсная лучевая схема преобразователя.

На рис. 2, а показаны изменения управляющего числа U_y во времени. Дискретные значения α , соответствующие «идеальной» реакции СИФУ, обозначены темными и светлыми кружочками. Первые определяют углы α , реализуемые при рассматриваемом алгоритме управления. Углы управления, не соответствующие «идеальным» и связанные со спецификой алгоритма управления и исполнения таймеров, обозначены крестиками.

Заметим, что на диаграммах рис. 2, иллюстрирующих особенности двух рассматриваемых алгоритмов, время выполнения программ принято весьма малым, в пределах нескольких градусов в угловой мере. Как будет показано ниже при рассмотрении реализаций, в правильно спроектированных системах это выполняется.

Рассмотрим работу СИФУ, начиная с момента t_1 , соответствующего переходу линейного напряжения через нулевое значение, т. е. моменту естественного включения вентиля, подключенного к некоторой фазе. В этот момент считывается управляющее число (соответствующее $\alpha=45^\circ$ на рис. 2, а), записывается в счетчик таймера и последний запускается на отсчет временного интервала ($t_4 - t_1$). В следующий момент t_2 управляющее число U_y скачком изменяется и далее соответствует углу управления $\alpha=15^\circ$. При «идеальной» реакции система должна была бы начать отсчет временного интервала ($t_3 - t_2$), однако, так как при принятом алгоритме управления считывание управляющего числа производится только в момент естественного отпирания вентиля и так как число записанное в счетчике таймера не может быть изменено, пока не будет отсчитан уже заданный временной интервал, отсчет временного интервала ($t_4 - t_1$) продолжается. Следовательно, управляющий импульс вырабатывается только в момент t_4 и выходная э. д. с. преобразователя остается соответствующей $\alpha=45^\circ$ (рис. 2, б). Она приходит в соответствие с управляющим числом U_y только в момент t_5 , т. е. с запаздыванием на угол $2\pi/m$ по отношению к «идеальной» реакции (рис. 2, в).

Несложно убедиться (см. рис. 2), что подобное запаздывание наблюдается при больших отрицательных скачках α (от 75° до 15° в момент t_7), а также при скачкообразном увеличении α в моменты t_6 и t_8 .

Специфична работа рассматриваемой микропроцессорной СИФУ в режиме изменения направления протекания тока нагрузки вентильного преобразователя, что характерно для преобразователей реверсивных приводов постоянного тока и непосредственных преобразователей частоты с отдельным управлением вентильными комплектами. Такой режим показан на рис. 2, справа. В соответствии с изменением управляющего слова в момент t_8 вентильный преобразователь переводится в инверторный режим (с $\alpha=150^\circ$ на рис. 2), в результате чего ток нагрузки становится равным нулю в момент t_{11} , что фиксируется датчиком состояния тиристоры ДСТ (рис. 1). Далее в работу в выпрямительном режиме вводится другой вентильный комплект, что осуществляется скачкообразным изменением управляющего числа (на рис. 2 от $\alpha=150^\circ$ до $\alpha=30^\circ$).

Решением, близким к идеальному, было бы включение преобразователя в момент t_{12} (рис. 2, в), однако при рассматриваемом алгоритме это невозможно, так как в момент t_{10} в счетчик таймера записано число,

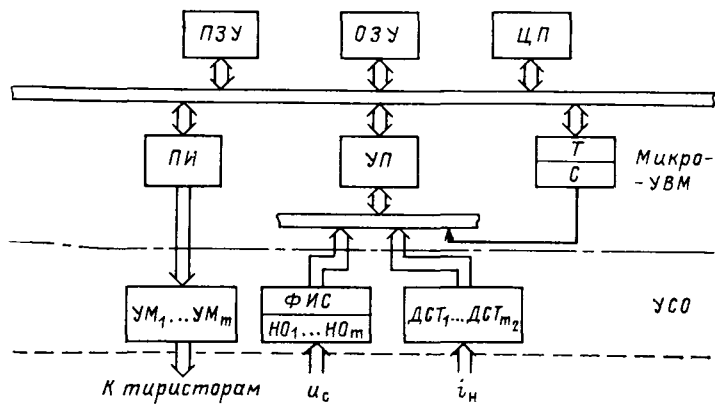


Рис. 3. Архитектура микропроцессорной СИФУ, реализующей «вертикальный» принцип

соответствующее заданному в тот момент углу $\alpha=150^\circ$, и отсчет временного интервала был начат. Предыдущий счетчик с момента t_0 также занят отсчетом временного интервала, соответствующего $\alpha=150^\circ$. Только в момент t_{13} один из счетчиков может получить задание в соответствии с новым управляющим словом, и первый импульс формируется только в момент t_{14} .

В результате в выпрямленном токе наблюдается заметная бестоковая пауза, если не принимаются специальные меры. Естественно, выходные команды всех счетчиков, которые начали отсчет временных интервалов до момента равенства нулю тока нагрузки (на рис. 2 их три), должны быть программно блокированы по сигналу датчика состояния вентилей. Иначе в моменты, обозначенные на рис. 2, а справа крестиками в кружочках, на вентили поступают импульсы, приводящие к нарушению нормальной работы преобразователя.

От указанных выше недостатков свободен второй алгоритм, реализующий в микропроцессорном исполнении известный «вертикальный» принцип управления. На его основе выполняются аналоговые СИФУ в подавляющем большинстве вентильных преобразователей, выпускаемых в нашей стране и за рубежом.

Один из возможных вариантов взаимодействия микро-УВМ через аппаратные устройства сопряжения УСО с вентильным коммутатором в такой СИФУ представлен на рис. 3. Система, как и рассмотренная выше, реализует многоканальный принцип. Тактирование работы программы осуществляется счетчиком С, работающим в периодическом режиме с периодом T_δ , который определяет точность формирования углов управления ($\omega_c T_\delta$ выбирается, например, равным 1 или 2°).

Рассмотрим один из основных вопросов, возникающих при разработке «вертикальных» СИФУ — формирование разворачивающих (опорных) функций. В микропроцессорных СИФУ, как и в аппаратных он может решаться по-разному. Укажем некоторые из способов.

Один из них заключается в использовании счетчиков таймеров, периодичность работы которых приводится в соответствие периоду питающего напряжения T_c . Естественно, при этом опорные функции линейны.

При другом способе в памяти микро-ЭВМ организуется массив чисел, определяющий опорные функции любой заданной формы. Если количество строк массива соответствует количеству разворачивающих функций, то число столбцов определяется отношением периодов T_c и T_δ .

Наконец, разворачивающие функции могут вычисляться процессором дискретно на каждом такте T_δ . При этом с целью минимизации времени расчета целесообразно выбирать функции линейными.

При всех указанных формирователях опорных функций их синхронизация с питающей сетью осуществляется с помощью нуль-органов ФИС (рис. 3). Импульс на выходе одного из нуль-органов инициирует запуск соответствующего таймера либо переход к начальному столбцу массива, либо начало формирования очередной линейно нарастающей функции.

Анализ показывает, что ни один из способов не обладает решающими преимуществами по времени выполнения программы и другим показателям.

Рассмотрим программную часть системы при последнем способе (соответствующее построение СИФУ представлено на рис. 3). Она состоит из основной программы и двух подпрограмм прерываний. Основная программа работает так же, как основная программа рассмотренной выше системы рис. 1.

Первая подпрограмма инициируется, как и в системе рис. 1, ФИС и разрешает начать формирование соответствующей разворачивающей функции.

Вторая подпрограмма циклически (с периодом T_δ) инициируется сигналом счетчика С после отсчета интервала T_δ . При входе в подпрограмму счетчик снова запускается. Затем к наименьшему на данном этапе опорному числу $U_{оп}$ (принадлежит разворачивающей функции, которая начала формироваться последней и определяет наименьшее α) прибавляется некоторое постоянное число Δ , после чего $U_{оп} + \Delta$ сравнивается с управляющим числом U_y . При выполнении условия $U_{оп} +$

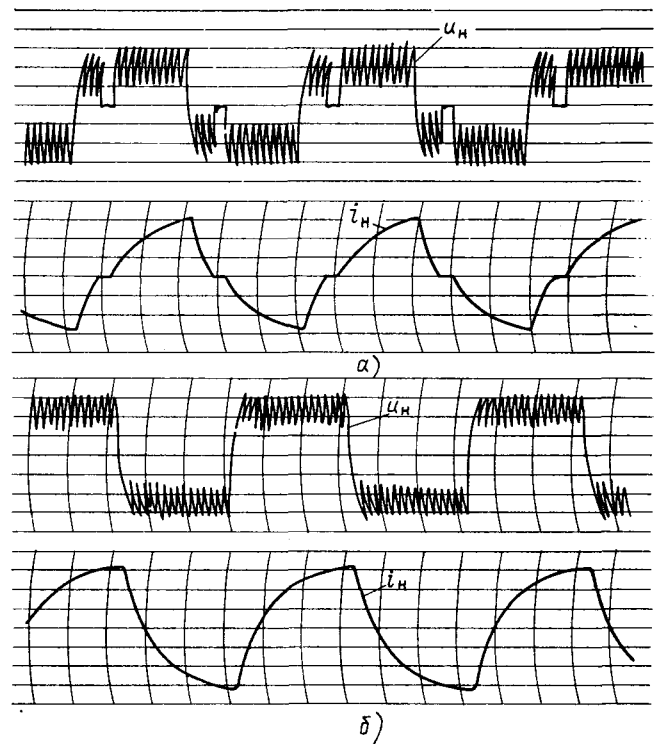


Рис. 4. Напряжение и ток одной из выходных фаз непосредственного преобразователя частоты с мостовыми вентильными группами при микропроцессорной СИФУ со считыванием управляющего числа в моменты естественного включения (а) и реализующей «вертикальный» принцип (б)

$+\Delta \geq U_y$ в параллельный интерфейс посылается новое выходное слово, зависящее от номера развертываемой функции, после чего увеличение данного опорного числа прекращается. Далее аналогичная процедура производится со следующим опорным числом и т. д. При $U_{оп} + \Delta < U_y$ сразу осуществляется переход к следующему опорному числу.

Если управляющее и опорные числа имеют размерность электрических градусов, то $\Delta = T_\delta / \omega_c$. После окончания работы подпрограммы управление передается основной программе.

В случае вентильных преобразователей реверсивных приводов постоянного тока и непосредственных преобразователей частоты с раздельным управлением комплектами в данной системе (рис. 3), как и в рассмотренной выше (рис. 1), УСО дополняются датчиком состояния тиристоров ДСТ, а программная часть — третьей подпрограммой прерываний. Последняя инициируется ДСТ и обеспечивает (после показанной на рис. 2, в бес-токовой паузы) подачу выходных слов на разряды параллельного интерфейса, управляющие соответствующим вентильным комплектом.

Диаграмма выходной э. д. с. вентильного преобразователя при скачкообразных изменениях управляющего числа и микропроцессорной СИФУ, построенной по вертикальному принципу, представлена на рис. 2, в ($\omega_c T_\delta$ принято в пределах 2°).

На основе микро-УВМ, аналогичной В7 [6], для гибридно-топологических моделей различных преобразователей с естественной коммутацией [4, 5] были созданы СИФУ, реализующие оба рассмотренных алгоритма фазового сдвига.

Модели работали в замедленном масштабе времени; частота напряжения модели источника преобразуемой энергии составляла 1 Гц. В системе, построенной по вертикальному принципу, $\omega_c T_\delta = 2^\circ$. Осциллограммы тока и напряжения нагрузки в одной выходной фазе непосредственного преобразователя частоты при прямом управлении показаны на рис. 4.

Представляют интерес некоторые характеристики разработанных СИФУ. Для трехфазного мостового выпрямителя при считывании управляющего числа только в

моменты естественного включения наибольшая длительность выполнения программы не превышает 140 мкс, а при «вертикальном» принципе — 650 мкс. Затраты памяти не превышают соответственно 225 и 855 байт.

Следовательно, при частоте питающего напряжения f_c не 1 Гц, а 50 Гц и первом способе фазового сдвига реализация алгоритма импульсно-фазового управления занимает только около 2,5 из 60° . Остальное время процессор может решать другие задачи.

При «вертикальном» принципе реализация алгоритма занимает около 12° , и тактовый период $\omega_c T_\delta$ не может быть меньше этого значения. Полученная в лучших аппаратных системах стабильность в пределах 1° при «вертикальных» микропроцессорных СИФУ может быть достигнута только при использовании микро-УВМ, быстроедействие которой на порядок превышает быстроедействие В7.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булатов О. Г., Лабунцов В. А., Обухов С. Г., Яблонский Ф. М. Микропроцессорные системы управления и диагностики вентильных преобразователей. — Препринт ИЭД АН УССР, 1983.
2. Быков Ю. М., Деткин Л. П., Пар И. Т., Раскин Л. Я. Управление вентильными преобразователями на базе микропроцессоров. — ЭП. Преобразовательная техника, 1979, вып. 10.
3. Радин В. И., Быков Ю. М., Пар И. Т. Микропроцессоры в автономных системах электропитания. — Электротехника, 1981, № 2.
4. Кассакьян Дж. Г. Моделирование силовых электронных систем; Новый подход. — ТИИЭР, 1979, т. 67, № 10.
5. Быков Ю. М., Григораш А. И., Коган А. Л., Писарев А. Л. Гибридные модели систем с вентильными преобразователями. — В кн.: Проблемы преобразовательной техники. — Киев: ИЭД АН УССР, 1983, т. VII.
6. Шереметьевский Н. Н., Долкарт В. М., Новик Г. Х., Лукьянов Л. М., Пурэ Р. Р. Микросредства управляющей вычислительной техники серии В7 (философия разработки). — Тр. ВНИИЭМ, 1980, т. 62.
7. Миронов В. Н., Обухов С. Г., Шамгунов Р. Н. Системы управления тиристорными преобразователями частоты. — М.: Энергоиздат, 1981.
8. Цифровое управление вентильным двигателем посредством микро-ЭВМ. / М. Н. Иванова, Л. Я. Раскин, А. Я. Бернштейн, Ф. Б. Светов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 6.

[22.04.85]

О динамике магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине

КОНОПЛЕВА Н. П., НЕКРАСОВ Н. Н., СМЕРНОВ С. А.

В исследовании показана возможность применения понятия о магнитных зарядах и токах для описания динамики магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине. Получена замкнутая система уравнений, включающая как уравнения электромагнитного поля с магнитными источниками в форме [1], так и уравнения движения магнитных зарядов. Получен также магнитный аналог закона Ома, подобный предложенному ранее в [2].

Рассмотрим тонкую¹ сверхпроводящую пластину,

¹ Предполагается, что толщина пластины d много меньше всех других геометрических параметров объектов задачи, но $d \gg \lambda$, где λ — глубина проникновения магнитного поля в пластину в мейснеровском состоянии.

вблизи которой движется источник магнитного поля, разрушающий сверхпроводимость в некоторой части пластины. В зоне частично разрушенной сверхпроводимости магнитное поле образует систему вихревых нитей, несущих кванты магнитного потока (флюксоиды) $\Phi_0 = h/2e$, или систему доменов нормальной фазы, содержащих сравнительно большое число квантов потока. В первом случае мы имеем так называемое смешанное состояние (сверхпроводник II рода), а во втором — промежуточное состояние (сверхпроводник I рода). Возможен также случай полного разрушения сверхпроводимости в некоторой части пластины, когда образуется зона нормальной проводимости (нормальная зона), окруженная зоной частично разрушенной сверхпроводимости.

мости. Предположим также, что по пластине течет постоянный электрический ток.

При движении внешнего источника магнитного поля в пластине индуцируются вихревые электрические поля, приводящие к появлению электрических токов в зонах разрушенной сверхпроводимости, изменению границ этих зон и перераспределению поверхностных сверхпроводящих токов. Всю эту сложную и нестационарную картину полей и токов можно описать, используя представление о магнитных зарядах и токах. Свойства сверхпроводника при этом эффективно проявятся в форме уравнений движения для магнитных зарядов.

В самом деле, в области пространства над поверхностью пластины выходящая на поверхность пластины вихревая нить создает такое же магнитное поле, как соответствующий магнитный заряд, помещенный на поверхности пластины в месте выхода нити. Система вихрей или доменов эквивалентна в этом же смысле поверхностной плотности магнитного заряда.

Силу, действующую на эквивалентный магнитный заряд, можно определить из следующих рассуждений. В тонкой пластине как собственная энергия вихря, так и энергия взаимодействия вихрей внутри сверхпроводника малы, поскольку они пропорциональны толщине пластины. Поэтому ими можно пренебречь по сравнению с энергией взаимодействия вихрей через окружающее сверхпроводник пространство. Сила \vec{F}_φ , действующая на магнитный заряд φ , равна взятой с обратным знаком производной полной энергии W системы полей и источников по координатам \vec{r} данного магнитного заряда:

$$\vec{F}_\varphi = - \frac{\partial W}{\partial \vec{r}} = \varphi \vec{H}_t,$$

где \vec{H}_t — касательная компонента магнитного поля на поверхности пластины; φ — магнитный поток вихря (или домена).

Для простоты ограничимся случаем, когда под нижней поверхностью пластины имеется симметрично расположенный и противоположно заряженный по отношению к источнику над ее верхней поверхностью источник поля, действующий на нижний конец вихря с той же самой силой \vec{F}_φ . Тогда полная сила, действующая на вихрь,

$$\vec{F} = 2\varphi \vec{H}_t. \quad (1)$$

Приравняв изменение магнитной энергии системы при движении вихря соответствующей скорости диссипации энергии P , получим

$$\vec{F} = \vec{F}_{тр} = P\vec{v}/v^2, \quad (2)$$

где \vec{v} — скорость движения вихря; $\vec{F}_{тр}$ — сила сопротивления его движению.

Для определения P используем тот факт, что объемная плотность скорости диссипации энергии \mathcal{P}_0 в смешанном или промежуточном состоянии может быть выражена как

$$\mathcal{P}_0 = \sigma_{эфф} \vec{E}^2 = \sigma_{эфф} [\vec{v} \times \vec{B}]^2,$$

где \vec{E} — (макроскопическое) электрическое поле; \vec{v} — локальная скорость движения вихрей или доменов; $\sigma_{эфф}$ — макроскопическая удельная проводимость.

В случае промежуточного состояния сверхпроводников I рода выражение для $\sigma_{эфф}$, строго полученное из микроскопики [3], имеет вид

$$\sigma_{эфф} = \sigma_n / \xi = \sigma_n \mu_0 H_c / B, \quad (3a)$$

где σ_n — удельная проводимость нормального состояния; $\xi = B / \mu_0 H_c$ — относительный объем нормальной фазы; H_c — термодинамическое критическое поле.

Аналогичная формула для смешанного состояния сверхпроводников II рода имеет вид

$$\sigma_{эфф} = \beta \sigma_n \mu_0 H_{c2} / B, \quad (3b)$$

где β — некоторый, зависящий от температуры, численный коэффициент; H_{c2} — верхнее критическое поле.

Эта формула, установленная эмпирически, справедлива в широком диапазоне значений температуры и магнитного поля (см. [4]).

Ограничиваясь случаем, когда $|\vec{H}_t| \ll |\vec{H}_n|$ (\vec{H}_n — нормальная к поверхности компонента магнитного поля) и $|\vec{H}_t| \ll H_c$ или $|\vec{H}_t| \ll H_{c1}$ (H_{c1} — нижнее критическое поле сверхпроводников II рода), из (1) — (3) получим, что

$$\vec{v} = \text{sign } B_n k \vec{H}_t, \quad (4)$$

где

$$k^{-1} = \begin{cases} (1/2) \sigma_n \mu_0 H_c d & \text{— для сверхпроводников I рода;} \\ (1/2) \beta \sigma_n \mu_0 H_{c2} d & \text{— для сверхпроводников II рода.} \end{cases} \quad (5)$$

Таким образом, сила, действующая на магнитный заряд, оказывается пропорциональной скорости движения заряда (аристотелева динамика).

Рассмотрим теперь связь между током магнитных зарядов $\vec{\kappa}_\varphi = \rho_\varphi \vec{v}$ и магнитным полем. Она следует из формулы (4) и имеет вид

$$\vec{\kappa} = |\rho_\varphi| k \vec{H}_t, \quad (6)$$

т. е. представляет собой магнитный аналог закона Ома при условии, что $k |\rho_\varphi| = \sigma_{\text{магн}}$ (т. е. магнитной проводимости). Соотношение (6) описывает динамику магнитных зарядов в участках пластины с частично разрушенной сверхпроводимостью. Так как магнитные заряды всегда расположены на поверхности пластины, удобно перейти к поверхностным плотностям магнитного тока и магнитного заряда $\rho = B_n$, для которых

$$\vec{\kappa} = k |\rho| \vec{H}_t. \quad (7)$$

Соотношение (7) выполняется и в тех областях, где сверхпроводник находится в мейсснеровском состоянии и в которых $\rho = 0$ и $\vec{\kappa} = 0$. Более того, оно справедливо и в нормальной зоне, если под \vec{v} понимать скорость движения силовых линий магнитного поля, равную $\left(\frac{2}{\mu_0} \sigma_n d\right) (\vec{H}_t / H_n)$ (см. [5]); при этом

$$\rho = B_n, \quad \vec{\kappa} = 2 \vec{H}_t / \sigma_n d$$

и

$$k^{-1} = \frac{1}{2} \sigma_n d |\vec{B}_n|. \quad (8)$$

Развитый выше подход позволяет заменить электрические токи, как нормальные, так и сверхпроводящие,

их вкладами в магнитное поле и граничные условия и рассматривать динамику только магнитных зарядов, определяемую магнитным полем на поверхности пластины.

В качестве уравнений поля с магнитными источниками удобно использовать инверсно-сопряженную систему уравнений, предложенную в [1, 2], взятую в квазистационарном приближении:

$$\operatorname{rot} \vec{E}^* = \vec{\kappa}_\varphi + \frac{\partial \vec{B}^*}{\partial t}; \operatorname{div} \vec{D}^* = 0; \quad (9a)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H}^* = 0; \operatorname{giv} \vec{B}^* = \rho_\varphi \quad (9b)$$

(в дальнейшем у B^* и H^* звездочки будут опущены)

Отсюда следуют уравнение непрерывности для магнитного тока $\vec{\kappa}_\varphi$:

$$\operatorname{div} \vec{\kappa}_\varphi + \frac{\partial \rho_\varphi}{\partial t} = 0$$

и аналогичное уравнение для поверхностных плотностей ρ и κ :

$$\operatorname{Div}_2 \vec{\kappa} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0, \quad (10)$$

где Div_2 — двумерная дивергенция на поверхности пластины.

Уравнения (7), (9) и (10) представляют собой полную систему уравнений, описывающих динамику магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине. При этом константа k определяется формулой (5) для областей промежуточного состояния сверхпроводников I рода ($|H_n| < H_c$) и смешанного состояния сверхпроводников II рода, ($|H_n| < H_{c2}$), а также формулой (8) для нормальной области². Эту систему можно свести к системе уравнений, описывающих только динамику магнитных зарядов, что целесообразно тогда, когда представляет интерес лишь поведение полей на поверхности пластины. Дело в том, что согласно уравнениям (9b) существует вполне определенная функциональная связь между $\vec{H}_t(t, \vec{r})$ (\vec{r} — точка на поверхности пластины) и $\rho(t, \vec{r})$:

$$\vec{H}_t(t, \vec{r}) = \vec{\mathcal{F}}[t, \vec{r}, \rho], \quad (11)$$

причем конкретный вид функционала $\vec{\mathcal{F}}$, зависящий от геометрии рассматриваемой системы, может быть, в принципе, определен в каждом конкретном случае.

Уравнения (7), (10), (11) и представляют собой исковую интегродифференциальную систему уравнений для $\rho(t, \vec{r})$ и $\kappa(t, \vec{r})$. Для нее можно сформулировать

² Отметим, что изложенный подход допускает обобщение на более сложные случаи. Например, в тех задачах, в которых отсутствует симметрия относительно плоскости пластины, уравнение (7) следует заменить на уравнение $\vec{\kappa} = |\rho| k(1/2)(\vec{H}_t^{(+)} - \vec{H}_t^{(-)})$, где $\vec{H}_t^{(+)}$ и $\vec{H}_t^{(-)}$ — поля на верхней и нижней поверхностях пластины. Возможен также учет пиннинга в смешанном состоянии сверхпроводников II рода.

Для этого вместо (7) следует использовать уравнения $\vec{\kappa} = 0$ при $|\vec{H}_t| < H_p$ и $\vec{\kappa} = |\rho| k(\vec{H}_t - H_p \vec{v}/v)$, где величина $kH_p(\rho, H_t)$ характеризует силу пиннинга.

задачу Коши, задав начальное распределение $\rho_0(\vec{r})$, которым полностью определится дальнейшая эволюция магнитного потока. В общем случае эта система может быть решена численными методами.

В тех случаях, когда пластина имеет края, необходимо задать также краевые условия. Для этого введем вблизи края пластины систему координат (ξ, η, ζ_h) , таких, что на краю пластины $\xi = \zeta_h = 0$, а на поверхности пластины $\xi < 0$, $\zeta_h = 0$ и определим величину $G(\eta)$ как

$$G(\eta) = \lim_{\xi \rightarrow +0} H(\xi, \eta, \zeta_h = 0) \sqrt{\xi}.$$

Можно показать, что условия на краях пластины имеют вид

$$\left. \begin{aligned} |G(\eta)| &= \gamma - \text{в процессе проникновения магнитного потока;} \\ G(\eta) \lim_{\xi \rightarrow -0} \frac{\partial x(\xi, \eta)}{\partial \xi} &= 0, \quad |G(\eta)| < \gamma - \text{во всех остальных случаях.} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Точное значение константы γ определяется условиями проникновения магнитного потока сквозь края пластины ($\gamma \lesssim H_c \sqrt{d}$ для сверхпроводников I рода, $\gamma \lesssim H_{c1} \sqrt{d}$ для сверхпроводников II рода).

Приведем два примера, которые иллюстрируют применение изложенного выше метода.

Первый из них содержит расчет нестационарной эволюции магнитного потока в тонкой пластине шириной $2p$ и длиной l ($l \gg 2p$), по которой протекает ток I , под действием магнитного поля, создаваемого двумя нитевидными разноименными магнитными полюсами, расположенными симметрично по отношению к плоскости пластины и параллельно ее длинной стороне L . Длина полюсов приближенно совпадает с l , а их поперечные размеры $\sim \delta \ll p, h$, где h — расстояние между пластиной и полюсами ($h \ll l$). Полюса движутся со скоростью \vec{v} ($\vec{v} \perp L$), оставаясь параллельными L . В этих условиях можно пренебречь влиянием концов пластины и полюсов, и поля зависят только от времени и двух координат (x, y) (ось x перпендикулярна L и лежит в плоскости пластины, ось y перпендикулярна этой плоскости, в центре пластины $x=y=0$).

Функционал (11) вычисляется аналитически и имеет вид

$$\begin{aligned} H_t(t, x) &= \frac{1}{\pi \sqrt{p^2 - x^2}} \left\{ I + \frac{\Phi_m}{2\mu_0} \times \right. \\ &\times \frac{R_0 [(x-r) \sin \bar{\alpha} + h(t) \cos \bar{\alpha}]}{(x-r)^2 + h(t)^2} + \int_{-p}^p d\xi \frac{\rho(t, \xi) \sqrt{p^2 - \xi^2}}{\xi - x} \left. \right\}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $r = (r_0 + vt)$ — x -я координата полюсов; Φ_m — магнитный поток полюса на единицу длины; $R_0 = \sqrt{R_1 R_2}$; $R_{1,2} = \sqrt{(r \pm p)^2 + h^2(t)}$; $\bar{\alpha} = (\alpha_1 + \alpha_2)/2$; $\alpha_{1,2} = \arccos[(r \pm p)/R_{1,2}]$.

На рис. 1 представлены результаты численного решения системы уравнений (7), (10), (13) при $h(t) = 0, 2p = \text{const}$, $v = 0, 2k(\Phi_m/\mu_0 p)$ с краевыми условиями (12) и начальным условием $\rho_0(x) = 0$ при $t \rightarrow -\infty$ для случая,

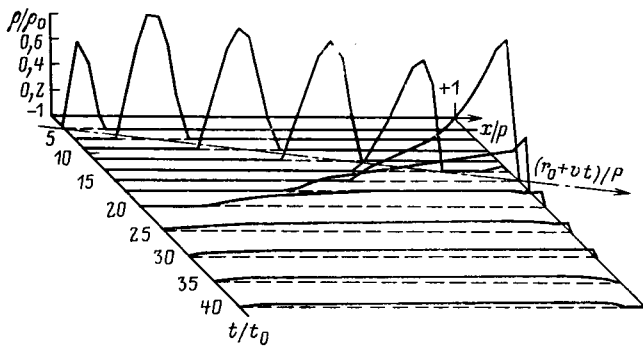


Рис. 1

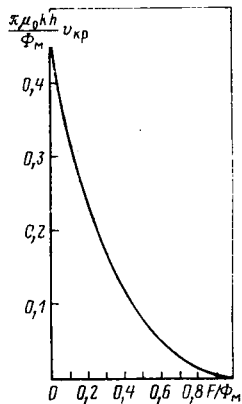


Рис. 2

когда нормальная зона отсутствует; при этом $I = 0,3 (\Phi_M/\mu_0)$; $\gamma = (\Phi_M/\mu_0)(1/2\sqrt{2\rho})^*$.

Второй пример посвящен расчету стационарной динамики магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине больших размеров. Геометрия задачи и источники магнитного поля те же, что и в предыдущем примере; однако предполагается, что выполнено условие $\rho \gg h$, благодаря чему ширину пластины можно считать бесконечно большой. Удобно использовать движущуюся систему координат (x, y) , в которой полюса покоятся и расположены

в точках $(0, \pm h)$. Условие стационарности означает, что в этой системе координат поля не зависят от времени и уравнение (10) принимает вид $(\partial/\partial x)(\rho v - \kappa) = 0$, откуда следует

$$\rho v - \kappa = C_1 = \text{const.} \quad (14)$$

Здесь мы ограничимся случаем, когда нормальная зона отсутствует и в пластине сосуществуют только мейснеровская область M и область Π с частично разрушенной сверхпроводимостью. Тогда решение задачи может быть найдено в аналитическом виде. Из формулы (14) с учетом (5), (7) следует соотношение, выполняющееся на всей поверхности пластины,

$$\rho(H_t - H_0) = C_2 = \text{const.}, \quad (15)$$

где $H_0 = kv$.

Условие (15) эквивалентно условию

$$\left. \begin{aligned} \rho &= 0 \text{ — в области } M; \\ H_t &= H_0 \text{ — в области } \Pi, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

которое представляет собой граничное условие для магнитного поля в верхнем по отношению к пластине полупространстве.

Распределение магнитного поля находится при помощи метода конформных отображений и имеет вид:

$$\eta(z) = -H_0 + \frac{H_0(z - b_0) \sqrt{(z - a_1)(z - a_2)}}{z^2 + h^2}, \quad (17)$$

* Авторы благодарят Легкого А. И. за участие в этих численных расчетах.

где $\eta = H_x - iH_y$; $x = \tilde{x} + i\tilde{y}$; a_1 и a_2 — координаты границ области Π ;

$$a_{2,1} = (hf/g) [g/fu - 1 \pm \sqrt{1 - (g/f)(1 + u^2)/u}]; \quad (18)$$

$$b_0 = -h/u; g = \pi h \mu_0 H_0 / \Phi_M; f = (\Phi_M - F) / \Phi_M;$$

Φ_M — магнитный поток полюса; F — проходящий сквозь пластину магнитный поток; параметр u удовлетворяет уравнению

$$g(fu - g)(1 + u^2)^2 = u^4. \quad (19)$$

Формулы (17) — (19) описывают зону частично разрушенной сверхпроводимости, в которой захвачен поток F и которая движется как целое вслед за полюсами. Подробные результаты решения этой задачи здесь не приводятся, отметим лишь важную особенность рассматриваемого типа решений: они существуют только тогда, когда скорость v не превышает некоторого, зависящего от f , критического значения.

Зависимость критического значения скорости $v_{кр}$ от величины потока F в зоне показана на рис. 2.

Преимущество развитого здесь подхода по сравнению с использованием обычной формы уравнений Максвелла состоит в существенном упрощении описания процессов, происходящих в сверхпроводящей пластине. Это достигается с помощью выбора переменных, адекватных физической ситуации. Действительно, выбор в качестве основных переменных плотности магнитного потока, проходящего сквозь пластину (и отождествляемого с плотностью магнитных зарядов ρ), и плотности магнитного тока κ , пропорционального скорости движения магнитных зарядов, в наибольшей степени отвечает специфике задач рассматриваемого типа. Основным объектом изучения в них являются магнитный поток и его динамика. Кроме того, плотность магнитного потока в данных условиях более доступна экспериментальному измерению, чем плотность электрического тока. Электрические поля и токи в сверхпроводниках фактически играют роль промежуточных переменных, отсутствующих в окончательных формулах.

Таким образом, предложенный в статье выбор переменных позволяет сформулировать уравнения в терминах непосредственно измеряемых величин и придать им прозрачный физический смысл. Например, уравнение непрерывности (10) в случае сверхпроводников II рода непосредственно означает условие сохранения числа вихрей (квантов магнитного потока), каждый из которых движется как целое вдоль поверхности сверхпроводника под действием касательной компоненты магнитного поля. Кроме того, наглядная физическая интерпретация полученных уравнений позволяет развить удобные качественные методы анализа динамики магнитного потока в сверхпроводниках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иосифьян А. Г. О принципах теоретической электродинамики. — ДАН Арм. ССР, 1970, т. 51, вып. 1, с. 1—11.
2. Иосифьян А. Г. Об основах теоретической электротехники и квантовой электродинамики. — Electrotechnicky obzor, 1972, вып. 61, № 10, с. 521—525.
3. Андреев А. Ф. Электродинамика промежуточного состояния сверхпроводников. — ЖЭТФ, 1966, т. 51, вып. 5, с. 1510—1521.
4. Горьков Л. П., Копнин Н. Б. Движение вихрей и эл. тросопротивление сверхпроводников второго рода в магнитном поле. — УФН, 1975, т. 116, вып. 3, с. 413—448.
5. Newcomb W. A. Motion of magnetic lines of force. — Ann. of Phys., 1958, vol. 3, N 4.

Эквивалентирование сложных электроэнергетических систем при расчетах установившихся режимов

АМИРИКЯН Р. А., ШАРАБХАНЫАН И. И.

АрмНИИЭ

Процесс развития и объединения электроэнергетических систем (ЭЭС) приводит к задачам расчета установившихся режимов (УР) сложных систем, содержащих тысячи генераторных и нагрузочных узлов и элементов ЛЭП. Многократные расчеты по планированию и оперативному управлению УР с детальным анализом режимов таких сложных ЭЭС практически становятся невозможными даже при применении самых быстрых ЭВМ. С другой стороны, часто необходимо бывает приблизительно проанализировать режим части сложной ЭЭС, например, отдельной энергосистемы, входящей в энергообъединение или части ее, некоторых узлов или элементов, расположенных в разных энергосистемах. Естественно, что с целью упрощения выполнения многочисленных расчетов, а также для облегчения анализа результатов расчета целесообразно представить схему сложной ЭЭС в виде эквивалентной схемы, содержащей узлы и элементы, для которых необходимо проанализировать параметры режима.

Применение методики эквивалентирования с непосредственным исключением части узлов для сложных ЭЭС связано с большими вычислительными трудностями, поскольку требует исключения переменных большого порядка из системы линейных уравнений, описывающих ЭЭС, как методом упорядоченного исключения переменных, так и обращением матрицы. Эти трудности можно преодолеть, применяя деление сложной системы на подсистемы (ПС), что дает возможность, в частности, обращение матрицы большого порядка заменить обращением нескольких матриц меньшего порядка.

Обычно при эквивалентировании, выполняемом применительно к расчетам УР ЭЭС, узловые нагрузки задаются мощностями и известно, что система описывается нелинейными уравнениями узловых напряжений (УУН).

Эквивалентирование при этом является строгим по отношению к пассивной части схемы замещения ЭЭС и приближенным — к активной. Неточность решения вносится при переходе от исходной нелинейной системы уравнений устранимых узлов к линейной, допускающей общее решение. Это положение остается в силе и при эквивалентировании методом деления сложной ЭЭС на ПС.

Эквивалентированию ЭЭС для расчета УР делением на ПС посвящены работы [1—3].

В [1] описан метод эквивалентирования заданных частей больших ЭЭС, согласно которому базисный узел выбирается из множества граничных узлов ПС и должен быть перенесен из граничных узлов одной ПС в граничный узел другой ПС при определении эквивалентных узловых параметров ПС относительно их граничных узлов. После эквивалентирования базисный узел должен быть перенесен в заданный узел. Известно, что перенос базисного узла связан с дополнительными вычислительными операциями. Отметим также, что базисный узел, являясь физическим элементом системы с заданным напряжением с возможностью регулирования мощности в определенных пределах, может входить в состав исключаемых узлов. Так, например, в больших ЭЭС необходимо бывает определять эквивалентные параметры системы относительно узлов связей отдельных энергосистем. При этом, очевидно, только в одном варианте эквивалентирования базисный узел будет находиться в оставляемой энергосистеме, а во всех остальных вариантах он будет в числе исключаемых узлов. В этом случае приведение эквивалентных узловых параметров системы к заданному базисному узлу не представляется возможным. Кроме того, часто приходится эквивалентировать сложную систему относительно некоторых узлов, расположенных в разных энергосистемах. Предложенный в [1] од неприменим для такого эквивалентирования.

Согласно [2, 3] схема замещения ЭЭС по линиям разреза разделяется на исследуемую и устранимую части. Часть, подлежащая исключению из общей схемы, линеаризуется, поскольку узловые нагрузки задаются мощностями, и задача сводится к упрощению линейной схемы. При этом исключаемая

часть схемы эквивалентруется до порядка эквивалентных узлов в этой части и узлов связей с оставляемой частью. Затем отдельные эквиваленты объединяются линиями разрезом. Так как согласно [2, 3] матрицы узловых проводимостей для отдельных частей схемы получаются особенными (кроме тех, в которых имеются трансформаторы с «неуравновешенным» коэффициентом трансформации, поперечные проводимости и базисный узел), в общем случае невозможно определить эквивалентные параметры частей схемы в обращенной форме УУН.

В развитии методов [1—3] (решения задачи по частям) в данной работе предложен алгоритм эквивалентирования сложной ЭЭС методом подсистем, позволяющий определить УР эквивалентных узлов системы решением УУН как в прямой, так и в обращенной форме. Разработанный алгоритм может быть эффективно использован для осуществления оперативного управления режимами ЭЭС, входящих в электроэнергетическое объединение. При этом рассматривается схема замещения сложной ЭЭС, пассивные и активные параметры которой задаются при обычных допущениях, свойственных задачам эквивалентирования для расчетов УР. Требуется разработать алгоритм для всевозможного эквивалентирования сложной ЭЭС методом деления ее на ПС, без приведения параметров к одной ступени напряжения с учетом наличия в системе трансформаторов с ненулевыми и комплексными коэффициентами трансформации, с возможностью записи и решения УУН эквивалентных узлов системы как в прямой, так и в обращенной форме.

В ЭЭС выделяются ПС, связанные между собой межсистемными связями (МС) так, чтобы УУН отдельных ПС можно было бы эквивалентировать за приемлемое время, экономно используя оперативную память имеющейся в наличии ЭВМ. При этом необходимо соблюдать условие $n_a + n_c > 1$, где n_a — количество эквивалентных узлов ПС; n_c — количество узлов связей ПС с остальной частью системы. Если в какой-нибудь ПС это условие нарушается, то возможно, когда ПС имеет связь с другими ПС в единственном узле и все узлы ПС должны быть исключены, то необходимо в такой ПС один из ее исключаемых узлов считать эквивалентным (разумеется, кроме узла связи, который в дальнейшем может быть исключен).

Удалением МС ЭЭС делится на несвязанные ПС. Мощности в узлах МС считаются приложенными в соответствующих узлах связей ПС. Производится нумерация узлов ПС. Первыми по порядку нумеруются узлы, остающиеся в эквивалентной схеме. Последующие узлы нумеруются по порядку по ПС.

Формируются УУН [4] для каждой ПС, которые эквивалентуются [5] до порядка эквивалентных узлов и узлов связей каждой ПС методом упорядоченного исключения переменных или обращением матрицы. При этом токи исключаемых узлов ПС определяются с учетом составляющей $Y_{mb}U_b$, где Y_{mb} — столбцовая матрица проводимостей ветвей, соединяющих исключаемые узлы (m) ПС с базисным; U_b — напряжение базисного узла. Соответствующим сложением активных (i_a) и пассивных (Y_a) узловых параметров ПС и узловых проводимостей узлов МС определяются эквивалентные параметры всей системы, из которой могут быть исключены узлы, временно принятые в ПС за эквивалентные, а также узлы МС, относящиеся к исключаемым. Полученные таким образом УУН эквивалентированной системы могут быть решены прямыми и итерационными методами.

Если УУН эквивалентной системы намечается получить в обращенной форме, то с целью устранения вырожденности матриц коэффициентов УУН эквивалентированные схемы ПС в одном из узлов МС заземляются через определенную проводимость. Назовем их ветвями заземления (ВЗ). В дальнейшем они будут отсоединены. Заметим, что для ПС с базисным узлом и ПС, в которых имеется поперечная проводимость или трансформатор с «неуравновешенным» коэффициентом трансформации, матрица узловых проводимостей получается неособенной, так что для

таких ПС процедура устранения вырожденности матриц узловых проводимостей не является необходимой, но и не ошибочна. После включения ВЗ матрицы Y_{α} ПС корректируются. При этом изменяются только собственные проводимости узлов ВЗ. Полученные таким образом матрицы Y'_{α} ПС обращаются, и определяются матрицы узловых сопротивлений ПС ($Z'_{\alpha, \Pi}$). Если же в схемах ПС имеются трансформаторы с комплексным коэффициентом трансформации, то при обращении матрицы Y'_{α} ПС целесообразно пользоваться алгоритмом, разработанным в [6].

Составляется квазидиагональная матрица узловых сопротивлений ПС ($Z'_{\alpha, \alpha}$), скорректировав которую включением удаленных МС и отсоединением включенных ВЗ (последнее имитируется включением параллельно к ним сопротивлений с противоположным знаком), определяют эквивалентную матрицу узловых сопротивлений всей системы по формуле [7]:

$$Z'_{\alpha, \alpha} = Z'_{\alpha, \alpha} - Z'_{\alpha, c} \hat{C}_{c, m} Y_{m, m} \hat{C}_{m, c} Z'_{c, \alpha} \quad (1)$$

где $Z'_{\alpha, c}$, $Z'_{c, \alpha}$ — матрицы взаимных узловых сопротивлений между эквивалентными узлами и узлами связей ПС в матрице $Z'_{\alpha, \alpha}$; $\hat{C}_{c, m}$ — матрица соединений токов в узлах МС. Строки (с) соответствуют узлам МС, а столбцы (м) — МС и ветвям, имитирующим отсоединение ВЗ. Для этих ветвей и МС без элемента трансформации на пересечении соответствующих строки и столбца ставится +1, если ток задается входящим в узел МС, и -1, если выходящим. Для МС с элементом трансформации на пересечении столбца и строки, соответствующей номеру узла, к которому приведено сопротивление (проводимость) трансформатора, ставится ± 1 , и $\mp 1/\hat{K}$ — на пересечении столбца и строки, соответствующей номеру узла противоположного зажима трансформатора. \hat{K} — комплексно-сопряженный коэффициент трансформации трансформатора МС, который определяется как отношение напряжения на стороне трансформатора (идеального), противоположной той, к которой приведено сопротивление трансформатора, к напряжению на последней стороне (трансформатор на схеме замещения представляется продольным сопротивлением и идеальным трансформатором).

Топологический смысл матрицы $\hat{C}_{c, m}$ показывает, что матрицу $\hat{C}_{m, c}$ можно получить без предварительного формирования, так как в транспонированном виде она имеет структуру, аналогичную $\hat{C}_{c, m}$, только вместо элементов $1/\hat{K}$ записываются соответствующие $1/\hat{K}$:

$$Y_{m, m} = (C_{m, c} Z'_{c, c} \hat{C}_{c, m} + Z_{m(d)})^{-1}, \quad (2)$$

где $Z'_{c, c}$ — матрица узловых сопротивлений ПС относительно узлов МС в матрице $Z'_{\alpha, \alpha}$; $Z_{m(d)}$ — диагональная матрица сопротивлений МС и ветвей, имитирующих отсоединение ВЗ.

Заметим, что величина $\hat{C}_{c, m} Y_{m, m} \hat{C}_{m, c}$ постоянна для данной системы при различных эквивалентированиях, при неизменности пассивных параметров и при данном делении системы на ПС.

Формула (1) показывает возможность эффективного определения матрицы узловых сопротивлений при эквивалентированиях электрических схем методом подсистем, что может быть необходимо при решении ряда электротехнических задач. Если же задача сводится к определению УР эквивалентной схемы ЭЭС, то нет необходимости вычислять матрицу $Z'_{\alpha, \alpha}$. Тогда узловые напряжения эквивалентированной схемы ЭЭС определяются [8] как

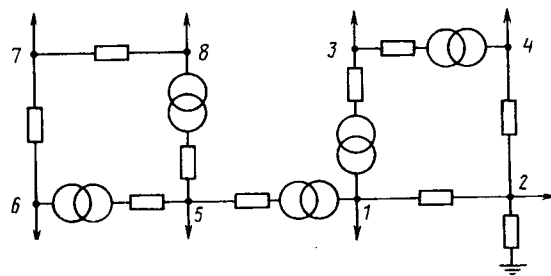
$$\dot{U}_{\alpha} = \dot{U}_{\alpha, y} + \dot{U}_{\alpha, m}, \quad (3)$$

где $\dot{U}_{\alpha, y}$, $\dot{U}_{\alpha, m}$ — узловые напряжения эквивалентных узлов и узлов МС ПС соответственно от эквивалентных узловых токов ПС ($\dot{I}_{\alpha, \Pi}$) и токов в узлах МС (\dot{I}_c), вызванных токами в МС и в ветвях, имитирующих отключение ВЗ (\dot{I}_m).

$$\dot{U}_{\alpha, y} = Z_{\alpha, \Pi} \dot{I}_{\alpha, \Pi}; \quad (4)$$

$$\dot{I}_{\alpha, \Pi} = \hat{S}_{\alpha} / \hat{U}_{\alpha} + Y_{\alpha, 6} \dot{U}_6 + \dot{I}_{\alpha(m)}, \quad (5)$$

где \hat{S}_{α} , \hat{U}_{α} — комплексно-сопряженные заданные мощности и искоемые напряжения эквивалентных узлов (узловые токи $\hat{S}_{\alpha} / \hat{U}_{\alpha}$ в процессе итеративного расчета уточняются); $Y_{\alpha, 6}$ — столбцовая матрица проводимости ветвей, соединяющих эквивалентные узлы с базисным; $\dot{I}_{\alpha(m)}$ — составляющие токов исключаемых



узлов, распределяемых по эквивалентным узлам

$$\dot{U}_{\alpha, m} = Z_{\alpha, c} \dot{I}_c, \quad (6)$$

где $Z_{\alpha, c}$ — матрица взаимных узловых сопротивлений ПС между эквивалентными узлами и узлами МС, которая получается из матрицы $Z'_{\alpha, \Pi}$, если оставить в ней столбцы, относящиеся к узлам МС ПС;

$$\dot{I}_c = \hat{C}_{c, m} \dot{I}_m; \quad (7)$$

$$\dot{I}_m = (\hat{C}_{m, c} Z'_{c, c} \hat{C}_{c, m} + Z_{m(d)})^{-1} \Delta \dot{U}_m. \quad (8)$$

Здесь $\Delta \dot{U}_m$ — падения напряжений в МС и в ветвях, имитирующих отключение ВЗ, соответствующих напряжениям, вычисленным по (4):

$$\Delta \dot{U}_m = -\hat{C}_{m, c} \dot{U}_{c, y}, \quad (9)$$

где $\dot{U}_{c, y}$ — напряжения узлов МС от узловых токов $\dot{I}_{\alpha, \Pi}$.

С помощью разработанного алгоритма проведем расчет схемы сети, представленной на рисунке. Для простоты представления информации и решения приняты следующие численные значения параметров схемы: сопротивления всех пассивных элементов равны 1 Ом; узловые нагрузки $I_1 \div I_8 = -1A$, $I_6 = 2A$, $I_7 = I_8 = -1A$; коэффициенты трансформации всех трансформаторов схемы равны 0,5; напряжение базисного узла $U_6 = 0$; эквивалентными являются узлы 1, 2, 5, 6.

Систему разделим на две ПС удалением МС 1—5. Узлы 1÷4 принадлежат первой ПС, узлы 5÷8 — второй.

Составим матрицы узловых проводимостей ПС:

$$Y^I = \begin{bmatrix} 5 & -1 & -2 & 0 \\ -1 & 3 & 0 & -1 \\ -2 & 0 & 2 & -2 \\ 0 & -1 & -2 & 5 \end{bmatrix}; \quad Y^{II} = \begin{bmatrix} 2 & -2 & 0 & -2 \\ -2 & 5 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & -1 \\ -2 & 0 & -1 & 5 \end{bmatrix}.$$

Эквивалентуем УУН ПС до порядка своих эквивалентных узлов и узлов МС:

$$Y_{\alpha}^I = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 5 & -5 \\ -5 & 8 \end{bmatrix}; \quad I_{\alpha}^I = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -10 \\ -5 \end{bmatrix};$$

$$Y_{\alpha}^{II} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 10 & -20 \\ -20 & 40 \end{bmatrix}; \quad I_{\alpha}^{II} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -5 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

Определим пассивные и активные узловые параметры системы относительно эквивалентных узлов и узлов МС системы (в приведенном примере узлы МС являются эквивалентными):

$$Y_{\alpha} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 5 & -5 & 0 & 0 \\ -5 & 8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & -20 \\ 0 & 0 & -20 & 40 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 4 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 51 & -15 & -18 & 0 \\ -15 & 24 & 0 & 0 \\ -18 & 0 & 19 & -20 \\ 0 & 0 & -20 & 40 \end{bmatrix};$$

$$I_{\alpha} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -10 \\ -5 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -5 \\ 4 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -10 \\ -5 \\ -5 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

Замкнем узел 5 на землю через сопротивление 1 Ом.

Матрицы узловых сопротивлений ПС относительно своих эквивалентных узлов и узлов МС равны:

$$Z_3^1 = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 8 & 5 \\ 5 & 5 \end{bmatrix}; \quad Z_3^{11} = \frac{1}{40} \begin{bmatrix} 40 & 20 \\ 20 & 19 \end{bmatrix}.$$

Квазидиагональная матрица узловых сопротивлений относительно эквивалентных узлов и узлов МС

$$Z_{3,3} = \frac{1}{40} \begin{bmatrix} 64 & 40 & 0 & 0 \\ 40 & 40 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 40 & 20 \\ 0 & 0 & 20 & 19 \end{bmatrix}.$$

Остальные подматрицы по (1):

$$Z_{с,3} = (Z_{3,с})_t = \frac{1}{10} \begin{bmatrix} 16 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 5 \end{bmatrix}; \quad C_{м,с} = (C_{с,м})_t = \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad Z_{с,с} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 8 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix}; \quad Y_{м,м} = -\frac{1}{5} \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 5 & 42 \end{bmatrix}.$$

Матрица узловых сопротивлений системы относительно ее эквивалентных узлов

$$Z_{3,3} = \frac{1}{40} \begin{bmatrix} 64 & 40 & 128 & 64 \\ 40 & 40 & 80 & 40 \\ 128 & 80 & 296 & 148 \\ 64 & 40 & 148 & 83 \end{bmatrix}.$$

Выводы. 1. Разработанный алгоритм эквивалентирования сложных ЭЭС методом ПС применительно к расчету УР обеспечивает определение эквивалентных узловых параметров ПС и системы в целом для решения УУН как в прямой, так и в обратной форме.

2. Определение эквивалентной матрицы узловых сопротивлений системы методом ПС значительно эффективнее по сравнению

с методом непосредственного обращения эквивалентной матрицы узловых проводимостей системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гурский С. К. Алгоритмизация задач управления режимами сложных систем в электроэнергетике.— Минск: Наука и техника, 1977.
2. Расчет установившихся электрических режимов сложных энергосистем при эквивалентировании исходной схемы до заданного объема/В. С. Бятец, Л. Г. Волканова, Н. А. Качанова, Р. А. Макарович.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1973, вып. 56.
3. Качанова Н. А., Шелухин Н. Н.— Эквивалентирование схем и режимов электроэнергетических систем.— Электричество, 1980, № 12.
4. Амирян Р. А., Шарабханян И. И. Коррекция установившегося режима электроэнергетической системы с управляемыми элементами.— Известия АН Арм. ССР (серия Т. Н.), 1982, т. XXXV, № 1.
5. Мельников Н. А. Электрические сети и системы.— М.: Энергия, 1975.
6. Шарабханян И. И. К определению матрицы узловых сопротивлений сложной электрической системы при наличии в ее составе трансформаторов с комплексными коэффициентами трансформации.— Изв. вузов СССР. Энергетика, 1983, № 4.
7. Шарабханян И. И., Бабалян А. Н. К вопросу определения матрицы узловых сопротивлений сложных электроэнергетических систем/Докл. XX юбил. науч.-техн. конф. молодых ученых и спец. ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, посвящ. 110-й год со дня рожд. В. И. Ленина: Деп. рукопись.— М.: ЭНИН, 1981, № Д/647.
8. Амирян Р. А., Шарабханян И. И. Расчет режимов сложных систем методом деления на подсистемы.— Электричество, 1983, № 6.

Ю4.12.84

УДК 621.3.062.8:621.316.542.064.241.027.3.001.4:621.3.011.3

Применение индуктивных накопителей энергии в синтетических схемах испытания выключателей переменного тока

КУРОЧКИН А. К., ЛЕПЕР Д. П., ЧУЧУКИН Г. В.

Рост мощностей электрических станций ведет к повышению требований к генераторным выключателям. В настоящее время ведется разработка серии генераторных выключателей 24 кВ номинальным током отключения свыше 160 кА. В перспективе предлагается довести номинальный ток отключения до 250—300 кА. Это вызывает необходимость создания установки на указанные токи для испытания и исследования разрабатываемых выключателей. В настоящее время в традиционных синтетических системах при питании контура тока от двух ударных генераторов (УГ) типа ТИ-100 можно получить ток не более 160 кА на генераторном напряжении (12) кВ. Снижение напряжения ниже генераторного нежелательно из-за сильного искажающего влияния дуги на форму кривой тока. В этой связи представляется целесообразным создание на основе изобретения [1] синтетической испытательной схемы на токи до 300 кА с питанием контура от индуктивного накопителя энергии (ИНЭ).

В схеме [1] (рис. 1) в контур тока последовательно включен ИНЭ L_1 , питаемый от УГ через понижающий трансформатор и полупроводниковый выпрямитель по трехфазной мостовой схеме. Работу этой схемы иллюстрирует рис. 2. После окончания режима ввода энергии в ИНЭ в момент t_0 размыкаются контакты испытательного выключателя (ИВ) и вспомогательного выключателя (ВВ). Имитация спада переменного тока при подходе к нулю обеспечивается включением в момент t_1 быстродействующего замыкателя (БЗ) с отсечением цепи ИНЭ от цепи, содержащей ИВ, ВВ и формирующую индуктивность L_3 . Контур напряжения в схеме [1] такой же, как и в синтетической схеме с параллельным наложением тока контура напряжения [2]. Проведем оценочный расчет параметров схемы [1] исходя из возможного применения

ИНЭ типа СО-18 [3] в режиме без азотного охлаждения. СО-18 содержит 3 катушки по 4 секции в каждой. Индуктивность секции L_c равна приблизительно 1 мГн, коэффициент связи секций в катушке близок к единице; полная индуктивность катушки при параллельном соединении секций также равна около 1 мГн. При работе СО-18 без охлаждения максимальный ток в режиме питания ИНЭ составляет 35 кА, на секцию. При параллельном

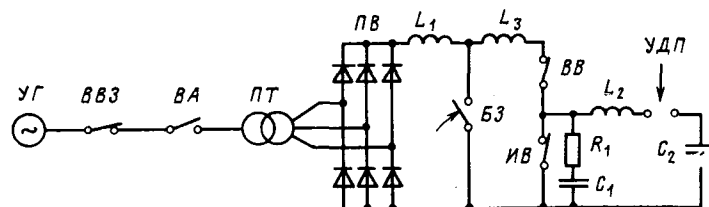


Рис. 1. Синтетическая схема [1] с имитацией спадающей части полуволны синусоидального тока: ВВЗ — защитный выключатель; ВА — выключающий аппарат; ПТ — понижающий трансформатор; ПВ — полупроводниковый выпрямитель; БЗ — быстродействующий замыкатель; L_1 — ИНЭ, L_3 — формирующая индуктивность; ИВ и ВВ — испытательный и вспомогательный выключатели; УДП — управляемый дуговой промежуток; R_1 и C_2 — элементы схемы формирования восстанавливающегося напряжения; C_2 и L_2 — емкость и индуктивность контура напряжения.

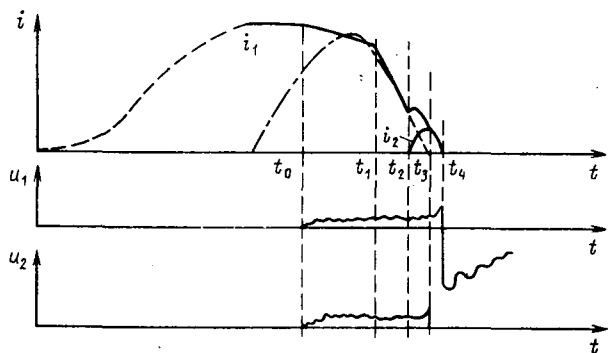


Рис. 2. Кривые токов и напряжений в схеме [1]: i_1 , i_2 — токи в контуре тока и контуре напряжения; u_1 , u_2 — напряжения на ИВ и ВВ.

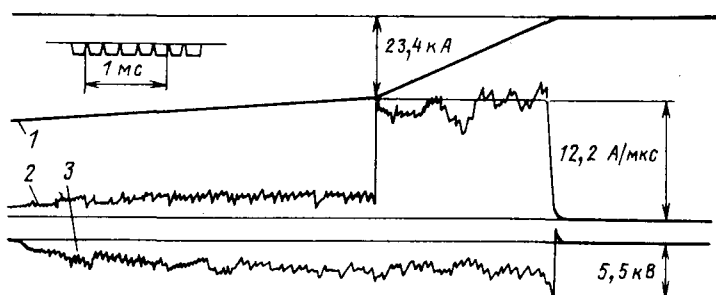


Рис. 3. Осциллограммы тока (1), его производной (2) и падения напряжения на дуге (3) двух разрывов ВВН-220 при $L_1 = 1,5$ мГн; $L_3 = 0,218$ мГн

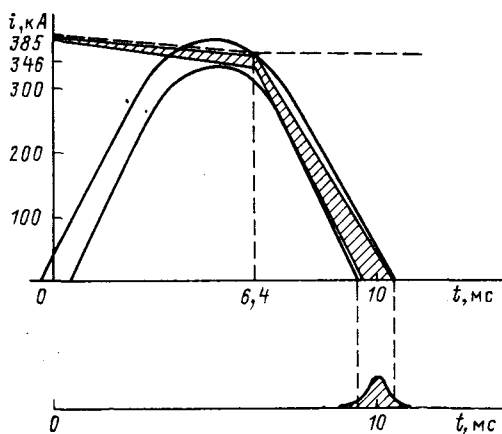


Рис. 4. Расчетные кривые токов для амплитудного значения тока $I_m = 350$ кА с учетом статистического разброса: — ток в ИВ; — ток в ИНЭ

соединении 11 секций можно получить ток, приблизительно равный 385 кА; при этом полная индуктивность ИНЭ $L_1 = 0,33$ мГн, запасенная энергия $E_1 = 25$ МДж. При суммарном напряжении на дугах ИВ и ВВ $(u_1 + u_2) = 2$ кВ в интервале $t_0 \leq t \leq t_1$ в дугах расходуется примерно 4,8 МДж, скорость спада тока в этом интервале $\left| \frac{di}{dt} \right| = \frac{u_1 + u_2}{L_1} = 6 \cdot 10^6$ А/с. Отметим, что роль ИНЭ

в схеме [2] состоит именно в обеспечении относительно малой скорости спада тока в интервале $t_0 \leq t \leq t_1$. После срабатывания БЗ (при $t \geq t_1$) в ИНЭ остается неизрасходованная энергия порядка 20 МДж. Значение формирующей индуктивности L_3 выбирается исходя из требования обеспечения di/dt , равной скорости спада в прямых испытаниях. При токе $I_m = 350$ кА $|di/dt| = I_m \omega = 1 \cdot 10^8$ А/с при $(u_1 + u_2) = 2$ кВ необходимая формирующая индуктивность $L_3 = \frac{u_1 + u_2}{I_m \omega} = 20$ мкГн. Запасенная в L_3 энергия

$E_3 = 1,6$ МДж целиком расходуется в дугах ИВ и ВВ. Предполагается, что суммарное напряжение на дугах, $(u_1 + u_2)$, постоянно при спаде тока от 350 кА до нуля; в этом случае спад тока является линейным ($di/dt = \text{const}$). В момент t_4 в результате пробоя управляемого дугового промежутка конденсаторная батарея C_2 начинает разряжаться на ИВ, создавая дополнительный ток i_2 , накладывающийся на ток контура тока i_1 . В моменты t_3 , t_4 подходят к нулю токи i_1 , i_2 и происходит гашение дуг в ВВ и ИВ соответственно. Элементы R_1 , C_1 контура напряжения служат для создания формы восстанавливающего напряжения, требуемой по ГОСТ.

В синтетических испытаниях при имитации условий гашения дуги выключателем наиболее важно обеспечить такую же производную тока di/dt при подходе к нулю, как в прямых испытаниях. Схема [1] позволяет удовлетворить этому основному условию эквивалентности, так как при $t \geq t_1$ спад тока происходит с постоянной скоростью di/dt , что весьма близко к синусоидальной форме тока в последней трети полупериода. Можно ожидать, что в начальной части полупериода тока влияние отличия формы от синусоидальной не изменит существенно образом условия гашения дуги при переходе тока через нуль. В дальнейшем желательно создание схемы, которая позволяла бы более точно имитировать форму кривой тока в начальной части полупериода.

Постоянство скорости спада тока к нулю обеспечивается постоянством суммарного напряжения на дугах ИВ и ВВ.

В этой связи представляет интерес вопрос о влиянии флуктуаций напряжения на форму кривой тока при его спаде к нулю в схеме [1]. Зависимость тока от времени при $t \geq t_1$ определяется следующим выражением:

$$i(t) = i_1 - \frac{1}{L_3} \int_{t_1}^t [u_1(t) + u_2(t)] dt. \quad (1)$$

Расчет $i(t)$ согласно (1) проводился по кривой напряжения $u(t)$, полученной при испытаниях воздушного выключателя типа ВВН-110 на переменном токе 23 кА. Предполагалось, $u_1(t) + u_2(t) = 2u(t)$. Расчет $i(t)$ показал, что хотя коэффициент вариации напряжения достаточно велик (примерно 25%), расчетная кривая тока имеет сглаженный характер и слабо отличается от линейного спада.

Для проверки линейного спада тока были проведены эксперименты в схеме с питанием катушки индуктивности, имитирующей ИНЭ, от УГ через трансформатор. Замыкание контактов включающего аппарата в момент максимума тока позволяет, как и в схеме [1], создать контур, в котором последовательно включены катушка индуктивности L_1 , формирующая индуктивность L_3 , ИВ и ВВ. Роль ИВ и ВВ играют два разрыва воздушного выключателя ВВН-220. Контур напряжения в этих экспериментах не подключался. На рис. 3 приведены осциллограммы тока i , производной тока di/dt и суммарного напряжения на дугах $(u_1 + u_2)$, полученные при токе питания катушки индуктивности 32 кА ($L_1 = 1,5$ мГн, $L_3 = 0,218$ мГн). После включения контактов замыкателя (при $t \geq t_3$) наблюдался спад тока со средней скоростью $(di/dt)_{\text{ср}} = 1,22 \cdot 10^7$ А/с. Как видно из рис. 3, несмотря на общие флуктуации напряжения, спад тока весьма близок к прямолинейному.

Исследовался также вопрос о статистическом разбросе величины $(di/dt)_{\text{ср}}$ в серии опытов, непосредственно связанный вопросом стабильности работы схемы [1]. Была произведена статистическая обработка осциллограмм напряжения на дуге при испытаниях воздушного выключателя типа ВВН-500 на переменном токе 60 кА по следующей программе: на интервале от 5 до 7,5 мс после нуля тока производились замеры напряжения через 0,1 мс; по этим значениям вычислялось $u_{\text{ср}}$ в каждом опыте. Для серии из 7 опытов, проводившихся в одну смену, был рассчитан коэффициент вариации $\delta [u_{\text{ср}}] = 0,14$. Предполагается, что такой коэффициент вариации характеризует статистический разброс напряжения и при токах порядка 350 кА. На рис. 4 приведены расчетные характеристики токов при работе схемы [1] с учетом статистического разброса. Предполагалось, что в течение всего времени работы схемы $(u_1 + u_2) = 2$ кВ. Верхняя и нижняя границы заштрихованной зоны на рис. 4 соответствуют границам среднеквадратического разброса напряжения на двух дугах ИВ и ВВ; при этом

$$\delta \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{ср}} \right] = \delta [(u_1 + u_2)_{\text{ср}}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \delta [u_{\text{ср}}] = 0,10.$$

Первоначальный ток 385 кА получается при параллельном питании 11 секций ИНЭ СО-18 ($L_1 = 0,33$ мГн); на интервале $0 \leq t \leq 6,4$ мс ток спадает примерно до 345 кА. При имитации переменного тока с $I_m = 350$ кА ($|di/dt| = I_m \omega = 10^8$ А/с) необходимо

выбрать $L_3 = 21$ мкГн. Две синусоидальные полуволны, изображенные на рис. 4, соответствуют предельным искажениям формы тока, допускаемым по ГОСТ [4]. На нижней оси рис. 4 изображено нормальное распределение для времени подхода тока к нулю. Заштрихованная часть, составляющая примерно 92 % полной площади, соответствует кривым тока, допустимым по ГОСТ [4]. Таким образом, примерно 8 % опытов при испытаниях о схеме [1] должны отбраковываться.

Таким образом, показано, что в синтетической схеме с ИНЭ можно получить необходимый для испытания генераторных выключателей ток 350 кА с заданным законом подхода к нулю. Благодаря применению для питания ИНЭ постоянного тока, выпрямленного после понижения трехфазного напряжения,

требуемый от УГ или сети ток оказывается на порядок меньше, чем в ИНЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 798651 (СССР). А. К. Курочкин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 3.
2. Патент 962731 (ФРГ).
3. Тезисы докл. Всес. совещания по инженерным проблемам управляемого термоядерного синтеза/Э. А. Азизов, Е. П. Веллихов, Ю. Г. Гендель и др. НИИЭФА, 1974.
4. ГОСТ 687—78. Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В.

[24.08.83]

УДК 621.314.254:621.314.263

Ферромагнитные преобразователи числа фаз и частоты

НОВОЖИЛОВ О. П., канд. техн. наук

Московский институт электронного машиностроения

Ферромагнитные преобразователи числа фаз и частоты (ФПЧФ) представляют собой совокупность обмоток, размещенных на магнитопроводах и соединенных в фазные цепи¹, которые подключаются к источнику многофазного (обычно трехфазного) напряжения и нагрузке [1, 2], например, по схеме звезда — звезда с нулевым проводом, как показано на рисунке.

ФПЧФ можно выделить два элементарных преобразователя числа фаз (ЭПЧФ): входной ЭПЧФ, преобразующий K -фазную систему напряжений в N -фазную систему м.д.с. обмоток (индукций) магнитопроводов на основной частоте ω и выходной ЭПЧФ², осуществляющий преобразование в общем случае многофазной системы индукций в M -фазную систему напряжений на частоте $H\omega$, где обычно $1 \leq H \leq N$, N — количество магнитопроводов.

В сообщении рассматриваются два наиболее важных вопроса, возникающих на начальной стадии проектирования ФПЧФ: выбор числа витков обмоток и выявление спектрального состава напряжений (токов) фазных цепей и м. д. с. обмоток магнитопроводов. При этом предполагается, что: 1) входной ЭПЧФ подключен к источнику симметричного K -фазного напряжения, а выходной ЭПЧФ — к симметричной M -фазной нагрузке; 2) все магнитопроводы идентичны, и протекающие в них

процессы отличаются лишь сдвигом на $1/N$ периода входных колебаний; 3) напряжения и токи фазных цепей входного ЭПЧФ образуют симметричные K -фазные системы на основной частоте ω , а выходного ЭПЧФ — симметричные M -фазные системы на частоте $H\omega$.

Выбор витков ЭПЧФ. Для общности рассмотрим выходной ЭПЧФ, через фазные цепи которого протекают токи с частотой $H\omega$. Учитывая принятые допущения, запишем в комплексной форме выражения для м. д. с. обмоток n -го магнитопровода и напряжения m -й фазной цепи ЭПЧФ:

$$\dot{F}_H \exp(jH \frac{n}{N} 2\pi) = \sum_{m=1}^M W_{mn} \dot{I}_H \exp(j \frac{m}{M} 2\pi); \quad (1)$$

$$\dot{U}_H \exp(j \frac{m}{M} 2\pi) = \sum_{n=1}^N jH\omega W_{mn} S \dot{B}_H \exp(jH \frac{n}{N} 2\pi). \quad (2)$$

Здесь \dot{F}_H , \dot{I}_H , V_H и \dot{B}_H — соответственно комплексы МДС, тока, напряжения и индукции (например, $\dot{F}_H = F_H \exp j\varphi_{FH}$, где F_H — амплитуда; φ_{FH} — начальная фаза колебаний с частотой $H\omega$); W_{mn} — число витков обмотки, включенной в m -ю фазную цепь и размещенной на n -м магнитопроводе, причем W_{mn} может принимать как положительные, так и отрицательные значения, в последнем случае осуществляется встречное включение обмотки в фазную цепь; S — площадь сечения магнитопровода.

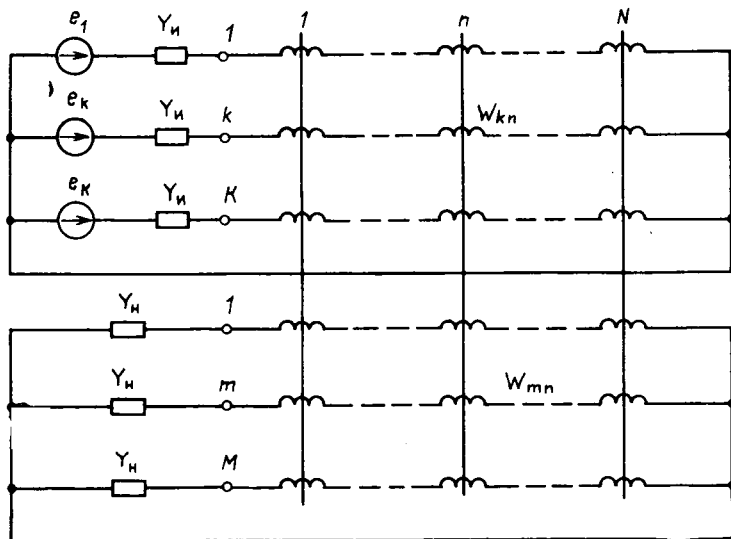
Выражения (1), (2) представляют собой систему из $N+M$ линейных уравнений с комплексными коэффициентами, которая, как будет показано ниже, в общем случае не разрешима однозначно относительно W_{mn} . Для любых W_{mn} , удовлетворяющих (1) и (2), между \dot{F}_H , \dot{I}_H , \dot{U}_H , \dot{B}_H существует взаимосвязь, которую можно выразить следующими двумя соотношениями:

$$W = \frac{NF_H}{I_H} = \frac{MU_H}{H\omega B_H S}; \quad \varphi = \varphi_{FH} - \varphi_{IH} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{VH} - \varphi_{UH}. \quad (3)$$

В справедливости (3) нетрудно убедиться, если умножить обе части (1) на $I_H^{-1} \exp(-jH \frac{n}{N} 2\pi)$, обе части (2) — на $(jH\omega B_H S)^{-1} \exp(-j \frac{m}{M} 2\pi)$, а затем просуммировать в отдельности все полученные соотношения (1), (2).

Отметим, что при $H/N=1$ соотношение (2) выполнимо лишь для $M=1$, при $H/N=1/2$ — для $M \leq 2$. В первом случае система уравнений (1), (2) имеет однозначное решение.

В общем случае для однозначного определения W_{mn} необходимо ввести дополнительные условия, например, чтобы при заданных W и φ в (3) помимо выполнения соотношений (1), (2) обеспечивалась минимальная сумма квадратов витков всех обмоток ЭПЧФ, что в некотором смысле минимизирует потери мощности в обмотках преобразователя. Поэтому в дальнейшем



¹ Под фазной цепью (или фазой) понимают участок многофазной цепи, по которой протекает одинаковый ток.

² В ферромагнитных умножителях частоты может быть использовано несколько выходных ЭПЧФ [2].

для заданных W и φ будем искать W_{mn} при которых достигается

$$\min \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N W_{mn}^2 \quad (4)$$

и выполняются соотношения (1), (2).

Поставленная задача относится к задачам оптимизации с квадратичной целевой функцией (4) и ограничениями (1), (2) в виде равенств и может быть решена известными методами оптимизации. Однако в дальнейшем выбран другой путь, позволяющий весьма просто найти аналитическое решение.

Будем искать W_{mn} в виде тригонометрического полинома, который запишем в комплексной форме:

$$W_{mn} = \sum_{p=1}^M \sum_{r=1}^N w_{pr} \exp \left(j p \frac{m}{M} 2\pi + j r \frac{n}{N} 2\pi \right), \quad (5)$$

где

$$w_{pr} = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N W_{mn} \exp \left(-j p \frac{m}{M} 2\pi - j r \frac{n}{N} 2\pi \right). \quad (6)$$

По сути дела, выражения (5) и (6) представляют собой соответственно двумерное обратное дискретное преобразование Фурье и преобразование Фурье и решают задачу тригонометрической интерполяции для двумерных функций. Следует отметить, что при использовании тождества $\exp \left(-j p \frac{m}{M} 2\pi \right) = \exp \left[j \left(M - p \right) \frac{m}{M} 2\pi \right]$ с помощью (6) можно установить взаимосвязь между коэффициентами w_{pr} и записать (5) в тригонометрической форме.

Воспользовавшись (5), найдем сумму квадратов витков всех обмоток ЭПЧФ:

$$\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N W_{mn}^2 = MN \sum_{p=1}^M \sum_{r=1}^N |w_{pr}|^2, \quad (7)$$

где $|w_{pr}|$ — модуль коэффициента w_{pr} .

Здесь и в дальнейшем при суммировании использовалось соотношение, отражающее ортогональность экспоненциальных функций в (5);

$$\sum_{s=1}^S \exp \left[j \left(p - r \right) \frac{s}{S} 2\pi \right] = \begin{cases} S & \text{при } p = r, \\ 0 & \text{при } p \neq r. \end{cases} \quad (8)$$

Суть предлагаемого метода определения W_{mn} состоит в выявлении условий, при которых для заданных W и φ в (3) соотношения (1), (2) выполняются с возможно большим числом коэффициентов полинома (5), равных нулю. Как следует из (7), при найденных условиях будет достигаться минимум суммы квадратов витков (4).

Подставив (5) в (1) и (2), получим в результате суммирования с учетом (8) и (3):

$$\left. \begin{aligned} \sum_{r=1}^N w_{M-1, r} \exp \left(j r \frac{n}{N} 2\pi \right) &= \frac{W}{MN} \exp \left(j H \frac{n}{N} 2\pi + j \varphi \right); \\ \sum_{p=1}^M w_{p, N-H} \exp \left(j p \frac{m}{M} 2\pi \right) &= \frac{W}{MN} \exp \left(j \frac{m}{M} 2\pi - j \varphi \right). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Из выражений (9) следует, что только коэффициент $w_{M-1, r}$, $w_{p, N-H}$ в (5) «участвуют» в создании МДС (1) и фазных напряжений (2). Коэффициенты w_{pr} с другими индексами являются «балластными» и их величины могут быть выбраны произвольными с учетом взаимосвязей, вытекающих из (6). Это и является свидетельством неоднозначности решения системы уравнений (1), (2), о чем шла речь выше.

С точки зрения критерия (4) целесообразно «балластные» коэффициенты w_{pr} в (5) принять равными нулю, а в выражениях (9) — $w_{M-1, r} = 0$ при $r \neq H$ и $w_{p, N-H} = 0$ при $p \neq 1$. Тогда

$$w_{M-1, H} = \frac{W}{MN} \exp(j\varphi); \quad w_{1, N-H} = \frac{W}{MN} \exp(-j\varphi). \quad (10)$$

Подставляя (10) в (5) с учетом равенства нулю других коэффициентов и переходя к тригонометрической форме записи, получаем

$$W_{mn} = \frac{2W}{MN} \cos \left(\frac{m}{M} 2\pi - H \frac{n}{N} 2\pi - \varphi \right). \quad (11)$$

При этом, как следует из (7),

$$\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N W_{mn}^2 = \frac{2W^2}{MN}. \quad (12)$$

Следует отметить, что на основании эвристического подхода для случая $H=1$ впервые выражение (11) было предложено А. Г. Пинчуком [3].

Спектральный состав напряжений (токов) и м. д. с. В общем случае индукция в n -м магнитопроводе ФПЧФЧ изменяется по следующему закону:

$$b_n = B_0 + \sum_{s=1}^{\infty} B_s \cos \left[s \left(\omega t + \frac{n}{N} 2\pi \right) + \varphi_{Bs} \right], \quad (13)$$

т. е. имеет временной сдвиг на n/N периода входного напряжения и содержит спектральные составляющие с любыми частотами $s\omega$.

Используя (13), (11) и (8), определим напряжение m -й фазной цепи как сумму напряжений на отдельных обмотках:

$$u_m = \sum_{s=0}^{\infty} U_{sN+H} \cos \left[(sN+H) \omega t + \frac{m}{M} 2\pi + \varphi_{U, sN+H} \right] + \sum_{s=1}^{\infty} U_{sN-H} \cos \left[(sN-H) \omega t - \frac{m}{M} 2\pi + \varphi_{U, sN-H} \right], \quad (14)$$

где $U_{sN \pm H} = (sN \pm H) \omega B_{sN \pm H} WS/M$; $\varphi_{U, sN \pm H} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{B, sN \pm H} \mp \varphi$.

Между токами и напряжениями фазных цепей существует однозначная связь, обусловленная внешними по отношению к ФПЧФЧ линейными электрическими цепями. Эта взаимосвязь выражается с помощью линейного оператора и в общем случае может быть представлена следующим соотношением:

$$i_r = Y(jr\omega) \dot{U}_r, \quad (15)$$

где i_r , \dot{U}_r — комплексные амплитуды тока и напряжения с частотой $r\omega$; $Y(jr\omega)$ — коэффициент передачи на частоте $r\omega$, имеющий размерность проводимости. Например, для выходного ЭПЧФ (см. рисунок) $Y = Y_H$. Используя (14), (15) и (11), определим м. д. с. обмоток n -го магнитопровода:

$$f_n = \sum_{s=0}^{\infty} F_{sN+H} \cos \left[(sN+H) \left(\omega t + \frac{n}{N} 2\pi \right) + \varphi_{F, sN+H} \right] + \sum_{s=1}^{\infty} F_{sN-H} \cos \left[(sN-H) \left(\omega t + \frac{n}{N} 2\pi \right) + \varphi_{F, sN-H} \right], \quad (16)$$

где $F_{sN \pm H} = (sN \pm H) \omega B_{sN \pm H} W^2 S |Y| [j(sN \pm H) \omega] / MN$;

$$\varphi_{F, sN \pm H} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{B, sN \pm H} + \varphi_{Y, sN \pm H}.$$

Из (14), (15), (16) следует, что в общем случае: 1) напряжения и токи фазных цепей и м. д. с. обмоток магнитопроводов ЭПЧФ содержат составляющие с частотами $H\omega$, $(sN \pm H)\omega$, где $s=1, 2, 3, \dots$; 2) напряжения и токи фазных цепей на отдельных частотах образуют симметричные M -фазные системы прямой и обратной последовательности; 3) м. д. с. обмоток магнитопроводов имеют временной сдвиг на n/N периода входного колебания; 4) путем выбора φ можно отсутствовать поворот симметричных M -фазных систем напряжений (токов) фазных цепей. Важность полученных соотношений состоит в том, что они позволяют предъявить требования к числу магнитопроводов N и кратности умножения H , при которых спектры напряжений и токов не совпадают, и таким образом, снизить потери мощности в обмотках ЭПЧФ. В частности, не следует выбирать $H=N \pm 1$, так как в этом случае часть мощности H -й гармоники бесполезно рассеивается на обмотках входного ЭПЧФ и на внутреннем сопротивлении источника напряжения.

Пример. Определим возможность построения трехфазного упрягателя частоты по схеме, приведенной на рисунке, с минимальным числом магнитопроводов ($K=3$, $M=3$, $H=5$).

Принимаем $N=7$. Так как характеристика ферромагнетика является нечетной функцией, то на основании (14), (16) получаем следующий спектральный состав напряжения (тока) фазных цепей и м. д. с. обмоток:

для входного ЭПЧФ: 1, 13, 15, 27, 29, ... гармоники;
для выходного ЭПЧФ: 5, 9, 19, 23, 33, ... гармоники.

Так как спектры входного и выходного ЭПЧФ не совпадают, то реализация такого упрежителя частоты возможна.

Число витков входного и выходного ЭПЧФ определяется по формуле (11) при $H=1$ и $H=5$ соответственно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиро С. В. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. — М.: Госэнергиздат, 1961.

2. Ферромагнитные умножители частоты/Бамдас А. М., Блинов И. В., Захаров Н. В., Шапиро С. В. — М.: Энергия, 1968.

3. А. с. 74304 (СССР). Устройство для преобразования m -фазной системы напряжений в n -фазную/А. Г. Пинчук. Оpubл. в Б. И., 1949, № 5.

[03.01.85]

УДК 621.317.784:621.316.761.2

Быстродействующее устройство для измерения реактивной составляющей несинусоидального тока

КОРОВИН А. И.

Москва

В относительно слабых питающих сетях с мощными резкопеременными нагрузками, потребляющими значительную реактивную мощность, имеют место колебания и искажения формы напряжения. Для улучшения качества электроэнергии в этих сетях, компенсации и симметрирования нагрузки, устранения фликера необходимо применять компенсирующие устройства, обладающие достаточным быстродействием и возможностью пофазного регулирования. Этим требованиям удовлетворяют статические тиристорные компенсаторы (СТК). Фрагмент одной из схем включения СТК в систему электроснабжения электрометаллургического завода изображен на рис. 1. Компенсатор состоит из набора фильтрокомпенсирующих цепей (ФКЦ), настроенных на частоты, кратные частоте сети, и тиристорно-реакторных групп (ТРГ), являющихся плавнорегулируемыми потребителями реактивной мощности.

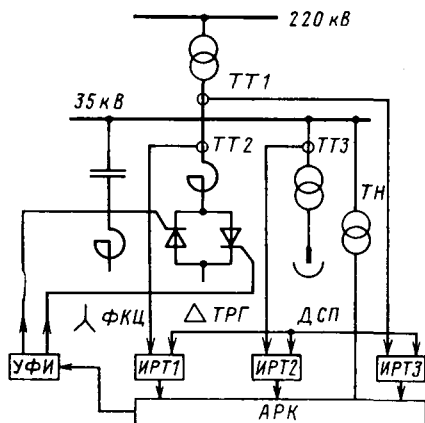
Основной функцией СТК является подавление низкочастотных (0 ... 25 Гц) колебаний напряжения сети (фликера), вызванных резкопеременной реактивной нагрузкой. Эффективность СТК при компенсации фликера определяется быстродействием системы управления компенсатором. Так, если эквивалентное быстродействие хуже 20 мс, то СТК не только не уменьшает фликер, но может увеличить его. Быстродействие и динамическая точность автоматического регулятора компенсатора определяется прежде всего выбранным способом измерения реактивной мощности.

Мощность дуговой печи, и, следовательно, ее реактивная составляющая пропорциональны квадрату напряжения на шинах печного трансформатора. Это же положение относится и к мощ-

ности ТРГ. Поэтому для быстродействующей компенсации фликера можно измерять реактивный ток, а не реактивную мощность, причем измерять нужно реактивную составляющую первой гармоники тока.

В работе сравниваются два способа измерения реактивного тока — широко распространенным у нас и за рубежом методом мгновенного сема [1, 2] и интегральным методом [3].

Метод мгновенного сема состоит в измерении амплитуды тока в момент перехода напряжения через нуль. Полученное таким образом значение $I_m \sin \varphi$ равно амплитуде реактивной составляющей тока при условии, что напряжение и ток синусоидальны. Для несинусоидального тока и напряжения этот метод будет давать ошибку, определяемую искажением напряжения в момент его перехода через нуль и тока в момент сема мгновенного значения. Применительно к задаче компенсации реактивной



с. 1. Схема системы электроснабжения мощной дуговой сталеплавильной печи со статическим тиристорным компенсатором: ТН — трансформатор напряжения; ТТ1 — ТТ3 — трансформаторы тока; ИРТ1—ИРТ3 — измерители реактивного тока; АРК — автоматический регулятор компенсатора; УФИ — устройство фазоимпульсного преобразователя

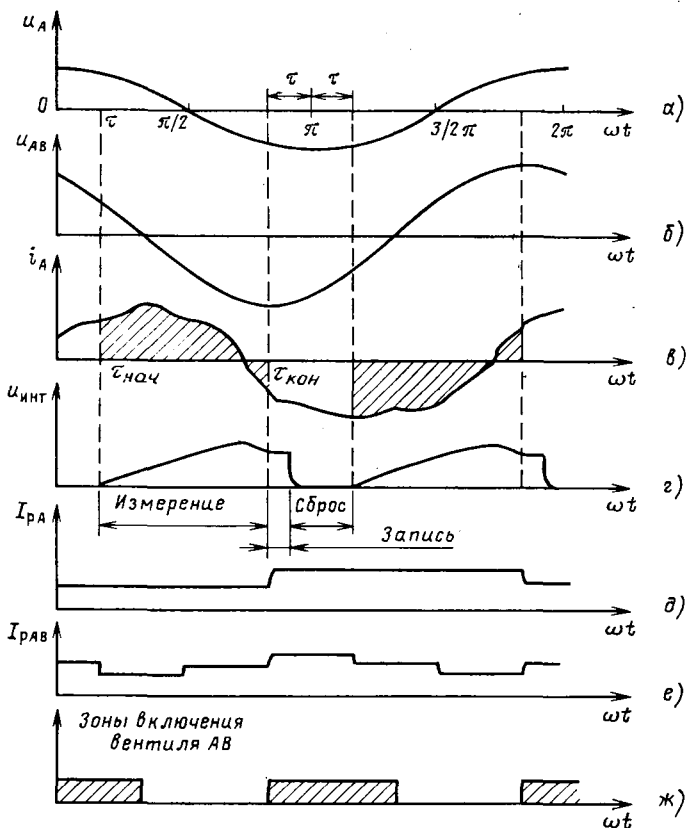


Рис. 2. Временные диаграммы работы интегрального измерителя реактивного тока

мощности и симметрирования трехфазной нагрузки метод мгновенного съема должен обеспечить измерение реактивных токов трех фаз нагрузки и определение эквивалентного значения компенсирующего тока соответствующего плеча тиристорно-реакторной группы, включенной на межфазное напряжение. Так, для плеча ТРГ между фазами А и В эквивалентное значение компенсирующего тока определяется выражением [2]:

$$I_{ab}^k = -\frac{1}{\sqrt{3}} \left[i_a(t) \left. \begin{array}{l} du_a/dt > 0 \\ u_a = 0 \end{array} \right| + i_b(t) \left. \begin{array}{l} du_b/dt > 0 \\ u_b = 0 \end{array} \right| - i_c(t) \left. \begin{array}{l} du_c/dt > 0 \\ u_c = 0 \end{array} \right| \right], \quad (1)$$

где мгновенные значения токов i_a , i_b , i_c измеряются в моменты t переходов соответствующих напряжений через нуль при условии положительной производной этих напряжений. Если в момент перехода напряжения через нуль его производная отрицательна, то знак соответствующего члена уравнения (1) изменяется на обратный.

Интегральный метод измерения реактивного тока состоит в интегрировании тока на интервале, начало и конец которого симметричны относительно перехода напряжения через нуль (рис. 2, а—в). Если ток синусоидален и сдвинут относительно напряжения на угол φ , то в результате интегрирования будем иметь:

$$\int_{\tau}^{\pi-\tau} I_m \cos(\omega t - \varphi) d\omega t = 2I_m \sin \varphi \cos \tau = kI_p, \quad (2)$$

где τ — угол задержки начала интегрирования относительно нуля косинусоиды напряжения; I_p — амплитуда реактивного тока.

Таким образом, дважды за период частоты сети формируется сигнал, соответствующий амплитуде реактивного тока (рис. 2, г и д). Если ток несинусоидален, интегральный метод также будет давать некоторую ошибку.

Определим относительную ошибку измерения несинусоидального тока как отношение части выходного сигнала измерителя, определяемой высшими гармониками тока, к полезной части сигнала, определяемой первой гармоникой реактивной составляющей тока.

Пусть ток несинусоидален и его разложение в ряд Фурье имеет вид

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \cos(k\omega t - \varphi_k), \quad (3)$$

тогда относительная ошибка измерения методом мгновенного съема

$$\delta_{м.с} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} \left(I_{p(2k+1)} \sin \frac{2k+1}{2} \pi + I_{a2k} \cos k\pi \right)}{I_{p1}}, \quad (4)$$

где I_{ak}/I_{pk} — амплитуды соответственно активной и реактивной составляющих k -й гармоники тока.

Относительная ошибка измерения интегральным методом

$$\delta_{инт} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{I_{p(2k+1)}}{2k+1} \cos(2k+1)\tau - \frac{I_{a2k}}{2k} \sin 2k\tau \right)}{I_{p1} \cos \tau} \quad (5)$$

зависит от интервала интегрирования $\pi - 2\tau$. Если устремить интервал интегрирования к нулю, то оба метода дают одинаковую относительную ошибку:

$$\lim_{\tau \rightarrow 90^\circ} \delta_{инт}(\tau) = \delta_{м.с}. \quad (6)$$

Методы измерения реактивного тока сравнивались для двух конкретных случаев применения — при измерении реактивных токов ТРГ и дуговой печи. Форма тока ТРГ приведена на рис. 3, где α — угол включения тиристоров. Пунктиром показан максимальный ток через ТРГ при полностью открытых тиристорах ($\alpha=0$). Ток ТРГ на интервалах проводимости описывается уравнением

$$i_{ТРГ}(t) = I_{mТРГ}(\sin \omega t \mp \sin \alpha). \quad (7)$$

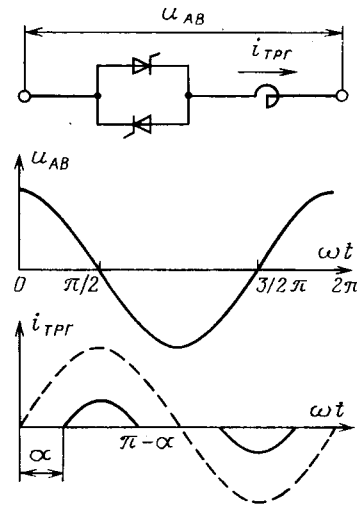


Рис. 3. Временные диаграммы работы тиристорно-реакторной группы

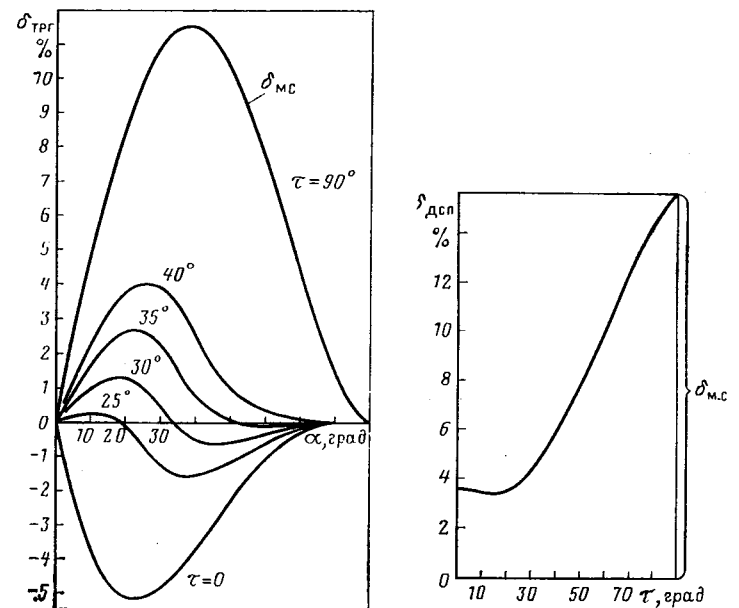


Рис. 4. Зависимости относительных погрешностей при измерении реактивного тока ТРГ

Рис. 5. Относительная ошибка измерения тока ДСП

Разложение $i_{ТРГ}$ в тригонометрический ряд содержит только нечетные гармоники без активных составляющих. Амплитуды первой и высших гармоник:

$$I_{1ТРГ} = I_{mТРГ} \frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi}; \quad (8)$$

$$I_{kТРГ} = I_{mТРГ} \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin(k-1)\theta}{k-1} - \frac{2\cos\theta \sin k\theta}{k} + \frac{\sin(k+1)\theta}{k+1} \right] \sin k \frac{\pi}{2}, \quad (9)$$

где $\theta = \alpha + \frac{\pi}{2}$; $k = 2h + 1$; $h = 1, 2, \dots$

На рис. 4 приведено семейство зависимостей относительных погрешностей интегрального метода измерения тока ТРГ от угла включения α для различных углов τ , причем кривая для $\tau=90^\circ$ соответствует кривой относительной погрешности метода мгновенного съема.

Ток дуговой печи существенно несинусоидален, причем несинусоидальность носит стохастический характер. Средние значения высших гармонических составляющих $I_{ср}$ тока печи ДСП—100/60 МВ·А, отнесенные к номинальному току печи (N — номер гармоники).

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12—20	21—23
$I_{ср}, \%$	4	5	2	3	1	1	0,7	0,7	0,6	0,5	0,4	0,8

С учетом случайного характера несинусоидальности тока печи относительная ошибка измерения вычислялась по формуле:

$$\delta_{ДСП} = \sqrt{\delta_a^2 + \delta_p^2}, \quad (10)$$

где δ_a , δ_p — погрешности, вносимые активными и реактивными составляющими высших гармоник. Они вычисляются в соответствии с формулой (5) в предположении, что активные и реактивные составляющие гармоник тока печи равновероятны. Полученная зависимость приведена на рис. 5. Согласно (6) для $\tau=90^\circ$ получаем значение $\delta_{м.с.}$

Анализ рис. 4 и 5 позволяет сделать вывод о значительно более высокой точности измерений реактивной составляющей несинусоидального тока интегральным методом по сравнению с методом мгновенного сьема.

На рис. 6 приведена структурная схема измерителя реактивного тока, реализующего рассмотренный интегральный метод. Временные диаграммы его работы приведены на рис. 2.

Схема управления выдает сигналы на аналоговые ключи, коммутирующие сигналы в схеме; ДЗУ — динамическое запоминающее устройство, хранящее результат интегрирования в то время, когда интегратор производит новое измерение на следующем полупериоде напряжения. В простейшем случае ДЗУ представляет собой запоминающую емкость с буферным усилителем-повторителем.

Регулируемая часть статического тиристорного компенсатора фликера дугowych сталеплавильных печей выполняет две основные функции: стабилизацию реактивной мощности на уровне мощности конденсаторных батарей и симметрирование активной нагрузки.

Так как ТРГ включены в треугольник, эквивалентные межфазные реактивные токи вычисляются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} I_{РАВ} &= I_{РА} + I_{РВ} - I_{РС}; \\ I_{РВС} &= -I_{РА} + I_{РВ} + I_{РС}; \\ I_{РСА} &= I_{РА} - I_{РВ} + I_{РС}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Диаграммы рис. 2 построены для значения угла задержки $\tau=30^\circ$. Легко видеть, что это значение τ является минимальным,

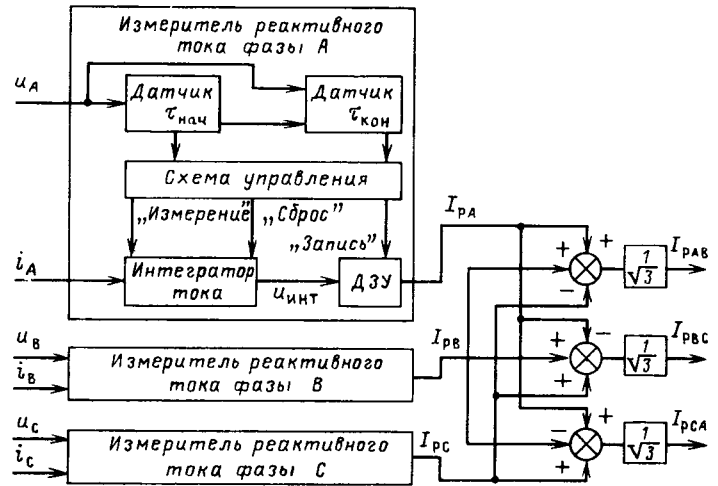


Рис. 6. Структурная схема интегрального измерителя реактивного тока с трехфазным выходом

при котором не ухудшается общее быстродействие в трехфазной системе. На практике угол τ следует выбирать в пределах $31-35^\circ$.

Рассмотренный измеритель реактивного тока использован в одном из вариантов автоматического регулятора статического тиристорного компенсатора для систем электроснабжения металлургических заводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Енин В. Т., Варецкий Ю. Е. Применение статического управляемого тиристорами ИРМ для компенсации реактивной мощности и регулирования напряжения. — Электрические сети и системы, 1981, вып. 17.
- Gyugui L., Otto R. A., Putman T. H. Principles and Applications of Static Thyristor-Controlled Shunt Compensators. — IEEE Trans. on Power App. and Syst., vol. PAS-97, 1978, No. 5.
- А. с. № 679889 (СССР). Универсальный измерительный преобразователь переменного напряжения. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 30.

[15.02.85]



ДК 62-83-193.4:621.313.333.001.24

Частотно-управляемый асинхронный двигатель с массивным ротором в повторно-кратковременных режимах работы

СЕРОВ А. Е., канд. техн. наук, КУРМАТОВ М. Ф., инж.

Ташкентский политехнический институт

В [1] показано, что допустимая частота включения частотно-управляемого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗ) может быть увеличена в 5—7 раз по сравнению с неуправляемым. В связи с этим частотно-управляемый асинхронный электропривод рекомендован для механизмов, работающих в напряженных повторно-кратковременных режимах с большой частотой включения. Для многих таких механизмов в настоящее время применяют электроприводы постоянного тока или электроприводы переменного тока специального исполнения — дугостаторный, асинхронный с массивным ротором.

Асинхронные двигатели с массивным ротором (АДМР) благодаря улучшенным пусковым свойствам, простоте и высокой механической прочности по сравнению с АДКЗ находят все большее распространение для механизмов, работающих в повторно-кратковременных режимах, и особенно в случаях, когда массивный ротор является рабочим органом технологической

установки — электровинтовые прессы, рольганги, судовые грузоподъемные механизмы [2]. Однако недостатки асинхронных двигателей, связанные с повышенными потерями при прямых пусках и торможениях противоключением, проявляются и в АДМР.

Для дальнейшего совершенствования электропривода переменного тока механизмов с напряженным повторно-кратковременным режимом целесообразно рассмотреть систему частотно-токового управления (ЧТУ) асинхронным электроприводом с массивным ротором. В статье представлена методика расчета такого электропривода, питание которого, как и в случае АДКЗ для режимов с частыми пусками, осуществляется от тиристорного преобразователя частоты с инвертором тока.

Основные соотношения АДМР при ЧТУ определяются из Т-образной схемы замещения фазы двигателя (рис. 1) при принятых для массивных роторов допущениях [3].

Параметры схемы замещения АДМР при частотном управлении:

$$\begin{aligned} z_1 &= r_1 + j\alpha x_1 \text{ — полное сопротивление фазы статора;} \\ z_\mu &= j\alpha x_\mu \text{ — реактивное сопротивление цепи намагничивания;} \\ z_2 &= r_2 + jx_2 \text{ — полное сопротивление фазы ротора;} \end{aligned}$$

$$i_2' = k_{пр} k_r k_t k_i \sqrt{\frac{\omega_{1H} \mu_a \beta}{2\gamma}} = r_{20}' \sqrt{\beta}; \quad r_{20}' = k_{пр} k_r k_t k_i \sqrt{\frac{\omega_{1H} \mu_a}{2\gamma}};$$

$$x_2' = k_{пр} k_x k_r k_i \sqrt{\frac{\omega_{1H} \mu_a \beta}{2\gamma}} = x_{20}' \sqrt{\beta}; \quad x_{20}' = k_{пр} k_x k_r k_i \sqrt{\frac{\omega_{1H} \mu_a}{2\gamma}},$$

где $\alpha = f_1/f_{1H}$ — относительная частота тока статора; $\beta = \frac{f_2}{f_{1H}} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_{1H}}$ — параметр абсолютного скольжения; ω_{1H} , ω_1 — номинальная и текущая угловые частоты вращения магнитного поля статора;

$k_{пр}$, k_r , k_x , k_t , k_i — коэффициенты приведения, Неймана, торцов и температурной зависимости; μ_a , γ — абсолютная магнитная проницаемость и удельное электрическое сопротивление материала ротора.

Схема замещения АДМР при ЧТУ имеет ряд особенностей по сравнению с аналогичной схемой обычного АДКЗ. Параметры вторичной цепи зависят от параметра абсолютного скольжения в степени минус одна вторая, а также от магнитного насыщения материала ротора $\mu_a = f(i_2')$. В [4] показано, что отношение x_2'/r_2' поддерживается примерно постоянным и равным 0,6. Сопротивление x_μ соответствует магнитному сопротивлению магнитопровода статора и воздушного зазора.

Из выражений для действующих значений токов, э. д. с., потока и электромагнитного момента, полученных в [3] для АДМР при питании его от источника напряжения переменной частоты, путем преобразований получаем соответствующие выражения для параметров АДМР при питании его от источника тока:

$$\begin{aligned} E_{1\alpha} &= E_{2\alpha} = \alpha I_1 \frac{x_\mu}{\sqrt{N}}; \\ \Phi &= \frac{1}{c_1 f_{1H}} I_1 \frac{x_\mu}{\sqrt{N}}; \\ I_2' &= 0,85 I_1 \frac{x_\mu}{r_{20}'} \sqrt{\frac{\beta}{N}}; \\ M &= 0,74 \frac{m_1}{\omega_{1H}} I_1^2 \frac{x_\mu^2}{r_{20}'} \sqrt{\frac{\beta}{N}}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{где } N = 1 + 0,88 \frac{x_\mu}{r_{20}'} \sqrt{\beta} + 0,74 \left(\frac{x_\mu}{r_{20}'} \right)^2 \beta \text{ при } x_{20}' = 0,6 r_{20}'.$$

В [1, 5] рекомендовано для обеспечения максимальной допустимой частоты включения при питании АДКЗ от тиристорного преобразователя частоты управление проводить по закону минимума тока статора. В данной работе показана целесообразность такого управления и для АДМР.

Исследования режимов управления по минимуму тока статора АДКЗ показали [6], что на оптимальное соотношение между током и моментом существенное влияние оказывает насыщение стали двигателя. Учет насыщения сводился к определению изменения сопротивления контура намагничивания x_μ при изменении тока статора. Для АДМР магнитное состояние материала ротора оказывает влияние на параметры r_2' и x_2' схемы замещения, поэтому учет насыщения АДМР необходимо проводить как для материала статора, так и ротора.

Наиболее распространенным методом определения степени насыщения материала ротора считается метод, предложенный в [4], в соответствии с которым кривая намагничивания материала ротора представляется параболической функцией вида $y = c_0 x^{1/n}$, причем зависимости сопротивления ротора от напряженности магнитного поля для большинства ферромагнитных материалов мало отличаются друг от друга. Это привело к возможности построения некоторой универсальной кривой намагничивания ротора.

Оптимальные законы ЧТУ АДКЗ рассчитываются графоаналитическим [1] или аналитическим [6] методами. Для АДМР

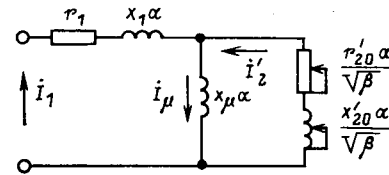


Рис. 1. Т-образная схема замещения АДМР при ЧТУ

могут быть использованы эти же методы при учете нелинейности как статорной, так и роторной цепей.

При графоаналитическом расчете из (1) определяется зависимость потока от тока статора $\Phi = f(I_1)$ при различных фиксированных значениях параметра абсолютного скольжения β :

$$\Phi = i_1 x_\mu \sqrt{\frac{N}{N}}, \quad (2)$$

где $\Phi = \Phi/\Phi_H$; $i_1 = I_1/I_{1H}$; $x_\mu = x_\mu/x_{\mu H}$ — относительные значения потока, тока статора и сопротивления контура намагничивания.

Значение активного сопротивления ротора определяется по формуле, предложенной в [7]:

$$r_{20}' = r_{20H}' (I_{2H}'/I_2')^{\frac{n-1}{2n}} = r_{20H}' (1/i_2')^{\frac{n-1}{2n}}. \quad (3)$$

Значение n согласно рекомендации [7] для обычных ферромагнитных материалов может быть принято равным $n=7$, причем в сильных полях, когда $n \gg 1$, показатель степени $(n-1)/2n \approx 1/2$. Относительное значение тока ротора для большинства режимов, когда $i_1 > 1$, приравняем к относительному значению тока статора $i_2' \approx i_1$. Электромагнитный момент связан с квадратом тока статора формулой:

$$\mu = i_1^2 \frac{x_\mu^2 N_H}{r_{20H}'} \sqrt{\frac{\beta}{s_H}}, \quad (4)$$

где $\mu = \frac{M}{M_H}$, $r_{20}' = \frac{r_{20}'}{r_{20H}'}$ — относительные значения электромагнитного момента и активного сопротивления ротора.

Для каждого значения тока i_1 рассчитываем соответствующие пары β и x_μ , подставляя которые в (4) находим момент двигателя и определяем механическую характеристику $\mu = f(\beta)$ (рис. 2). Максимумы моментов при фиксированных токах статора для АДМР, как и для АДКЗ, лежат на прямой, определяющей оптимальный закон ЧТУ. На рис. 2 для сравнения показаны также механические и скоростные характеристики неуправляемых АДКЗ и АДМР.

При аналитическом расчете законов ЧТУ АДМР кривую намагничивания статора аппроксимируем аналитическим выражением $\Phi = A \operatorname{arctg} B i_1$ и определяем сопротивление контура намагничивания в виде $x_\mu = b - c \Phi^2$, где b и c — постоянные коэффициенты [6]. Для вывода оптимальных законов ЧТУ используем выражения, полученные из (1) с учетом (3) при $n \gg 1$:

$$i_1^2 = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_H} \mu; \quad (5)$$

$$\mu = \frac{\beta}{s_H} \Phi^2; \quad (6)$$

$$x_\mu = b - c \sqrt[3]{\frac{s_H^2}{\beta^2} \mu^2}; \quad (7)$$

$$r_{20}' = \frac{r_{20H}'}{\sqrt[3]{\mu}} \sqrt[6]{\frac{s_H}{\beta}}; \quad (8)$$

$$\text{где } \varepsilon = \frac{r_{20}' [1 + 0,88 (x_\mu/r_{20}') \sqrt{\beta} + 0,74 (x_\mu/r_{20}')^2 \beta]}{x_\mu^2 \sqrt{\beta}},$$

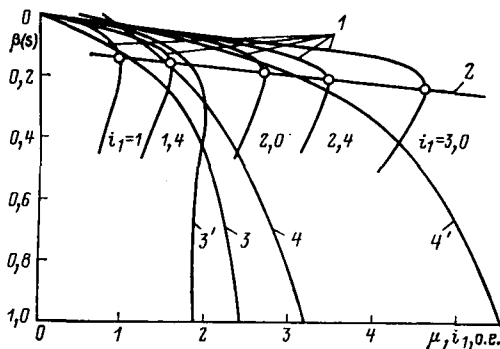


Рис. 2. Характеристики двигателя при различных конструкциях роторов и способе управления: 1 — механические характеристики АДМР при ЧТУ при фиксированных токах статора; 2 — оптимальный закон ЧТУ $\beta=f(\mu)$ для АДМР; 3, 3' — механические и 4, 4' — скоростные характеристики неуправляемых АДМР и АДКЗ

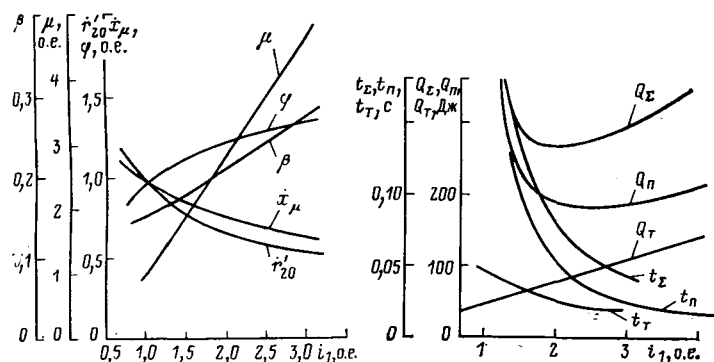


Рис. 3. Зависимость параметра абсолютного скольжения, момента, потока, сопротивления контура намагничивания, активного сопротивления ротора от тока статора

Рис. 4. Зависимость потерь энергии и времени при частотном пуске и торможении АДМР ($J_{\Sigma} = J_{дв}$, $M_c = M_n$)

По (5) условием максимума момента при фиксированном токе статора является равенство нулю производной

$$\frac{d\epsilon}{d\beta} = \frac{\partial \epsilon}{\partial \beta} + \frac{\partial \epsilon}{\partial x_{\mu}} \frac{dx_{\mu}}{d\beta} + \frac{\partial \epsilon}{\partial r'_{20}} \frac{dr'_{20}}{d\beta}. \quad (9)$$

После стандартных математических операций преобразования из (9) получено выражение, связывающее оптимальный параметр абсолютного скольжения $\beta_{опт}$ с потоком Φ :

$$\beta_{опт} = \frac{2,3r'_{20n} \sqrt{s_n} (x_{\mu} + 2c\Phi^2)}{\Phi x_{\mu} (-c\Phi^2 \pm 2\sqrt{b^2 - 0,74c^2\Phi^4})}, \quad (10)$$

где знак плюс соответствует двигательному режиму, минус — генераторному. Сравнение (10) с аналогичным выражением, полученным в [6] для АДКЗ, показывает, что параметр $\beta_{опт}$ для АДМР имеет различное значение в двигательном и генераторном режимах, в то время как $\beta_{опт}$ для АДКЗ одинаков в обоих режимах.

По выражениям (10) и (5) — (8) рассчитаны зависимости потока Φ , сопротивления x_{μ} , момента μ , параметра абсолютного скольжения β и сопротивления ротора r'_{20} в функции тока статора при управлении по минимуму тока статора i_1 (рис. 3). Из рис. 3 видно, что зависимости $\mu=f(i_1)$ и $\beta=f(i_1)$ на участке $i_1=1 \div 3$ прямолинейны.

Расчеты, проведенные и для других двигателей разных типов и мощностей, позволяют сделать вывод о линейной зависимости законов ЧТУ по минимуму тока для АДМР.

Из (10) для двух значений потока ($\Phi_1=1$ и $\Phi_2=1,4$) определяем оптимальные значения β_1 и β_2 , подставляя которые в (6) рассчитываем относительные значения моментов μ_1 и μ_2 . Зависи-

мость $\beta_{опт}$ от μ определяется выражением:

$$\beta_{опт} = k_1 + k_2\mu, \quad (11)$$

$$\text{где } k_1 = \frac{\beta_1\mu_2 - \beta_2\mu_1}{\mu_2 - \mu_1}; \quad k_2 = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\mu_2 - \mu_1}.$$

Подставляя в (5) значения μ_1 и μ_2 , рассчитываем относительные значения токов статора i_{11} и i_{12} и определяем закон оптимального ЧТУ:

$$\beta_{опт} = k_3 + k_4 i_1, \quad (12)$$

$$\text{где } k_3 = \frac{\beta_1 i_{12} - \beta_2 i_{11}}{i_{12} - i_{11}}; \quad k_4 = \frac{\beta_2 - \beta_1}{i_{12} - i_{11}}.$$

Потери энергии в переходных режимах

$$Q = \int_0^T \Delta P dt, \quad (13)$$

где ΔP — мощность потерь в АДМР, Вт; T — время переходных процессов, с.

Аналогично мощность потерь в АДМР может быть представлена в виде произведения электромагнитного момента и производной функции потерь и с учетом особенностей массивного ротора получена в виде:

$$\Delta P = M f_p' + c_5' \Delta P_n (\omega/\omega_{1n})^k, \quad (14)$$

$$\text{где } f_p' = (c_1\beta + c_2\sqrt{\beta} + c_3 + c_4/\sqrt{\beta}) \omega_{1n};$$

$$c_1 = 1; \quad c_2 = r_1/r'_{20}; \quad c_3 = 1,2 \frac{r_1}{x_{\mu}};$$

$$c_4 = \frac{1,36r_1 r'_{20}}{x_{\mu}^2} + \alpha \left(1 + \alpha \frac{a_{ст. вх}}{a_{ст. г}} \right) \frac{1,36\Delta P_n a_{ст. г}}{E_n^2 m_1};$$

c_5' — коэффициент механических потерь; $a_{ст. вх}$, $a_{ст. г}$ — коэффициенты потерь в стали статора от вихревых токов и гистерезиса [8].

Если в переходных режимах поддерживать ток и параметр абсолютного скольжения постоянными и определенными в соответствии с оптимальным законом ЧТУ (12), то и усредненные значения момента, потока и активного сопротивления ротора также будут постоянными, поэтому аналогично [1] потери энергии и время переходных процессов пуска и торможения рассчитываем по формулам:

$$Q_{п(т)} = J \omega_{1n} \omega_c f_p \frac{M}{M \mp M_c} + c_5 \int_0^T \omega dt; \quad (15)$$

$$t_{п(т)} = J \frac{\omega_c}{M \mp M_c}, \quad (16)$$

$$\text{где } f_p = \int_0^{\alpha} f_p' d\alpha; \quad c_5' \Delta P = c_5 \text{ при } k=1.$$

Формулы (15) и (16) получены без учета влияния электромагнитных переходных процессов, что приемлемо для АДКЗ при пускотормозных токах, соответствующих максимально допустимым частотам включения.

АДМР отличается увеличенным в несколько раз активным сопротивлением ротора, и коэффициент затухания его роторной цепи $Q_r = r'_2/(x_{\mu} + x_2)$, определяющий интенсивность протекания

Величина	АДКЗ неуправляемый	АДМР неуправляемый	АДКЗ при ЧТУ	АДМР при ЧТУ
$Q_{п(т)}$	1	0,74	0,21	0,34
$t_{п(т)}$	1	0,88	0,07	0,14
$t_{п(т)}$	1	1,04	1,21	0,72
$t_{п(т)}$	1	0,69	0,90	0,78
h	1	2,10	8,40	7,52

электромагнитных переходных процессов, будет в несколько раз выше по сравнению с АДКЗ. Поэтому влияние электромагнитных процессов на потери энергии при частотных пусках и торможениях у АДМР будет сказываться еще в меньшей степени, чем у АДКЗ, и им можно также пренебречь.

По (15), (16) были рассчитаны потери энергии и время пускотормозных процессов асинхронного двигателя типа А42-4 для разных вариантов конструкции ротора и способа управления двигателем: АДКЗ — неуправляемый; АДМР — неуправляемый; АДКЗ при ЧТУ; АДМР при ЧТУ. Результаты расчетов АДМР при ЧТУ приведены на рис. 4.

Задача расчета мощности двигателя при напряженных повторно-кратковременных режимах с большой частотой включения практически сводится к определению допустимой частоты включения h , рассчитываемой из уравнения теплового баланса [1].

Допустимые частоты включения двигателя А42-4 также были рассчитаны для разных вариантов конструкции ротора и способа управления. В таблице значения допустимых частот включения, потерь энергии и времени пускотормозных процессов приведены в относительных единицах, где за единицу взяты соответствующие значения неуправляемого АДКЗ.

Из таблицы видно, что замена короткозамкнутого ротора массивным при прямом пуске и торможении противовключением снижает потери энергии и увеличивает допустимую частоту включения в два раза. Оптимальное частотно-токовое управление АДМР существенно снижает потери энергии в пускотормозных процессах и увеличивает допустимую частоту включения почти в четыре раза по сравнению с неуправляемыми. Допустимая частота включения при ЧТУ остается примерно на одном уровне при разных конструкциях роторов.

Полученные данные показывают, что для механизмов, рабочими органами которых служат массивные роторы асинхронных двигателей, при напряженных повторно-кратковременных режимах для существенного увеличения частоты включения необходимо применение системы частотно-управляемого электропривода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сандлер А. С., Серов А. Е. Допустимая частота включений асинхронного двигателя при частотном управлении. — Электричество, 1977, № 7.
2. Могильников В. С., Олейников А. М., Стрельников А. Н. Асинхронные двигатели с двухслойным ротором и их применение. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Гайтов Б. Х. Управляемые двигатели — машины. — М.: Машиностроение, 1981.
4. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — Л.: Госэнергоиздат, 1949.
5. Сандлер А. С., Серов А. Е. Максимально допустимая частота включения и выбор моментов при частотном пуске и торможении асинхронного двигателя. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1980, № 1.
6. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока. — Электричество, 1970, № 9.
7. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. — М.: Энергия, 1966.
8. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.

[18.10.84]

УДК 621.313.2:013.001.24

Расчет магнитостатического поля двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением

ГОРЯЧЕВ О. В., ТРЕГУБОВА Е. С.

Тула

При анализе и проектировании двигателя постоянного тока как элемента системы автоматического управления необходимо иметь математическое описание, отражающее связь его выходных характеристик с конструктивными параметрами. Разработка такой математической модели предполагает расчет магнитостатического поля двигателя. В большинстве работ по расчету поля методом конечных элементов ограничиваются решением задачи для области двигателя в пределах одного полюсного деления, при этом не учитывается такое явление, как реакция якоря. Одна из причин этого — ограниченный объем оперативной памяти вычислительной машины.

В статье рассматривается алгоритм и пример расчета магнитостатического поля двигателя с учетом влияния поля якоря, что позволяет более точно рассчитать распределение вектора магнитной индукции в двигателе. Решение указанной задачи на ЭВМ средней мощности (ЕС-1033) стало возможным благодаря минимизации ширины полосы ленточной матрицы посредством перенумерации узлов элементов в расчетной области.

При расчете поля приняты следующие допущения: магнитное поле двигателя плоскопараллельно; насыщение материала магнитопровода не учитывается; магнитный поток сосредоточен в двигателе; потоки рассеяния не учитываются; материал постоянного магнита анизотропный, с магнитными проницаемостями μ_x, μ_y ; намагниченность J_0 постоянна по всему объему магнита.

Последнее допущение целесообразно использовать при $\theta > 0,8$ [1].

В двигателях постоянного тока магнитное поле создается поляризованными объемами (микротоками) и макротоками в обмотках, поэтому проводим расчет для векторного магнитного потенциала A , закон распределения которого $A(x, y)$ при принятых допущениях удовлетворяет уравнению Пуассона.

В соответствии с методом конечных элементов задача определения $A(x, y)$ сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений, которая в матричной форме записи имеет

вид:

$$[K] \{A\} = \{F\} + \{F_0\}, \quad (1)$$

где $[K]$ — глобальная матрица коэффициентов размерностью $n \times n$; $\{A\}$ — искомый вектор-столбец значений векторного магнитного потенциала в узлах размерностью n ; $\{F\}$ и $\{F_0\}$ — вектор-столбцы, определяющие правую часть системы уравнений (1); n — число узлов в расчетной области.

Глобальную матрицу коэффициентов получаем суммированием сокращенных форм матриц элементов $[K^i]$ размерностью 3×3 . Причем при получении глобальной матрицы коэффициентов $[K]$ столбцам и строкам матрицы $[K^i]$ необходимо присваивать номера, соответствующие номерам узлов рассматриваемого треугольного элемента [2]. Это исключает необходимость хранения больших матриц элементов при получении глобальной матрицы $[K]$. Матрица $[K^i]$ для треугольного элемента имеет вид:

$$[K^i] = \frac{1}{4S^i} \begin{bmatrix} \frac{b_i b_i}{\mu_x} + \frac{c_i c_i}{\mu_y} & \frac{b_i b_m}{\mu_x} + \frac{c_i c_m}{\mu_y} & \frac{b_i b_k}{\mu_x} + \frac{c_i c_k}{\mu_y} \\ \frac{b_m b_i}{\mu_x} + \frac{c_m c_i}{\mu_y} & \frac{b_m b_m}{\mu_x} + \frac{c_m c_m}{\mu_y} & \frac{b_m b_k}{\mu_x} + \frac{c_m c_k}{\mu_y} \\ \frac{b_k b_i}{\mu_x} + \frac{c_k c_i}{\mu_y} & \frac{b_k b_m}{\mu_x} + \frac{c_k c_m}{\mu_y} & \frac{b_k b_k}{\mu_x} + \frac{c_k c_k}{\mu_y} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где μ_x, μ_y — магнитная проницаемость среды по осям x, y ; $b_{i,m,k}, c_{i,m,k}$ — коэффициенты, рассчитываемые по координатам узлов элемента; S^i — площадь треугольного элемента.

Матрицы $\{F\}$ и $\{F_0\}$ определяются суммированием аналогичных матриц, составленных для каждого конечного элемента $\{F^i\}$ и $\{F_0^i\}$. Элементы этих матриц определяются по заданным значениям плотностей объемных j и поверхностных j_0 токов. Для

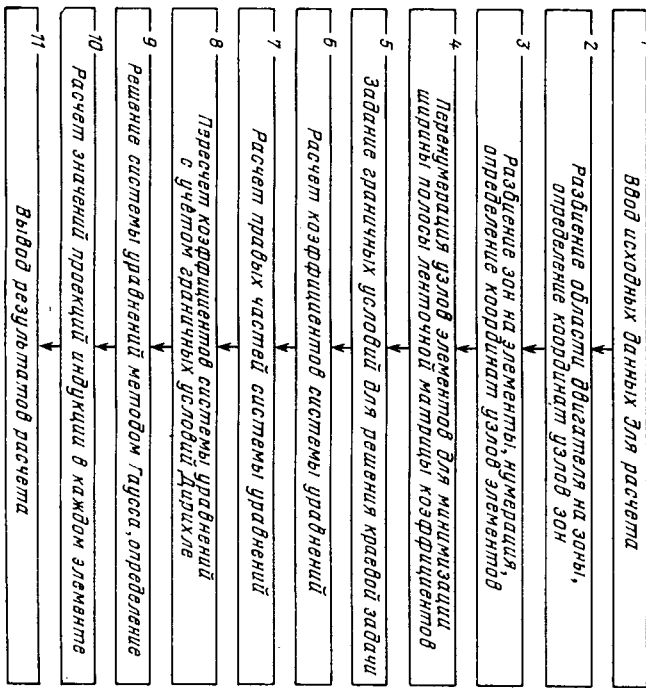


Рис. 1. Обобщенный алгоритм расчета поля

треугольного элемента с плотностью тока $j \neq 0$ элементы матрицы $\{F^l\}$ определяются:

$$\{F^l\} = \begin{pmatrix} \frac{i^l}{3} \\ \frac{i^l}{3} \\ \frac{i^l}{3} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Ток i^l определяется по зависимости

$$i^l = j^l S^l, \quad i^l = j,$$

что справедливо при равномерном распределении тока в токонесущей области.

Элементы матрицы $\{F_0^l\}$ определяются поверхностным током, протекающим по стороне треугольного элемента. Напр - мер, матрица

$$\{F_0^l\} = \begin{pmatrix} \frac{i_0}{2} \\ \frac{i_0}{2} \end{pmatrix}$$

записана в предположении, что поверхностный ток с плотностью j_0 протекает по стороне элемента, противолежащей k -му узлу. Ток $i_0 = j_0 l_{im}$, где l_{im} — длина стороны треугольного элемента. Плотность j_0 определяется методом эквивалентного соленоида [3]. При суммировании элементов матриц $\{F_0^l\}$ и $\{F^l\}$ присваиваются номера, соответствующие номерам узлов элемента. Обобщенный алгоритм расчета магнитостатического поля двигателя методом конечных элементов представлена на рис. 1.

Исходными данными для расчета являются: конструктивные размеры двигателя, число витков обмотки якоря, характеристики магнитных материалов, ток в цепи якоря двигателя. Поперечное сечение двигателя, в котором рассчитывается магнитостатическое поле, разделяется на зоны с определенными магнитными свойствами (магнитомягкие и магнитотвердые материалы, воздух). Каждая зона делится на четырехугольники и затем на треугольные элементы. В результате разбиения области получаем N треугольных элементов с известными магнитными свойствами μ_x , μ_y , определенными номерами и координатами узлов. Алгоритм разбиения области двигателя на треугольные элементы представлен на рис. 2. Предложенный алгоритм в отличие от алгоритма [2] дает возможность получить неодина-

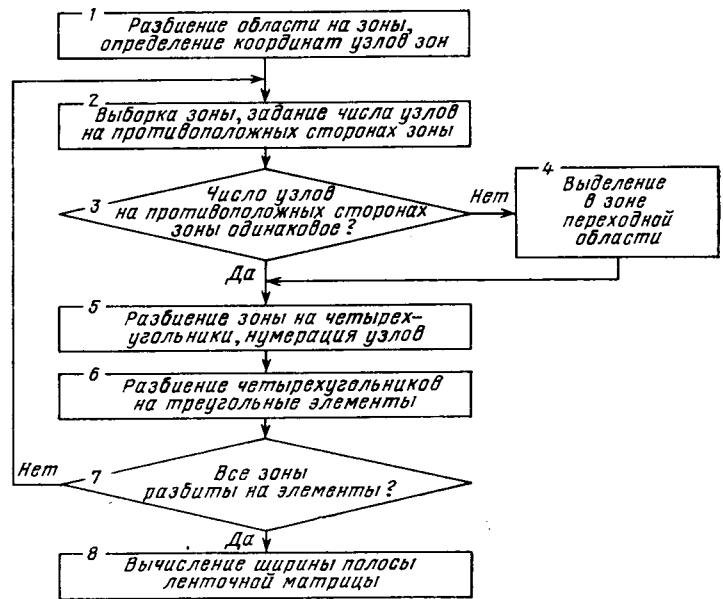


Рис. 2. Алгоритм разбиения расчетной области на элементы

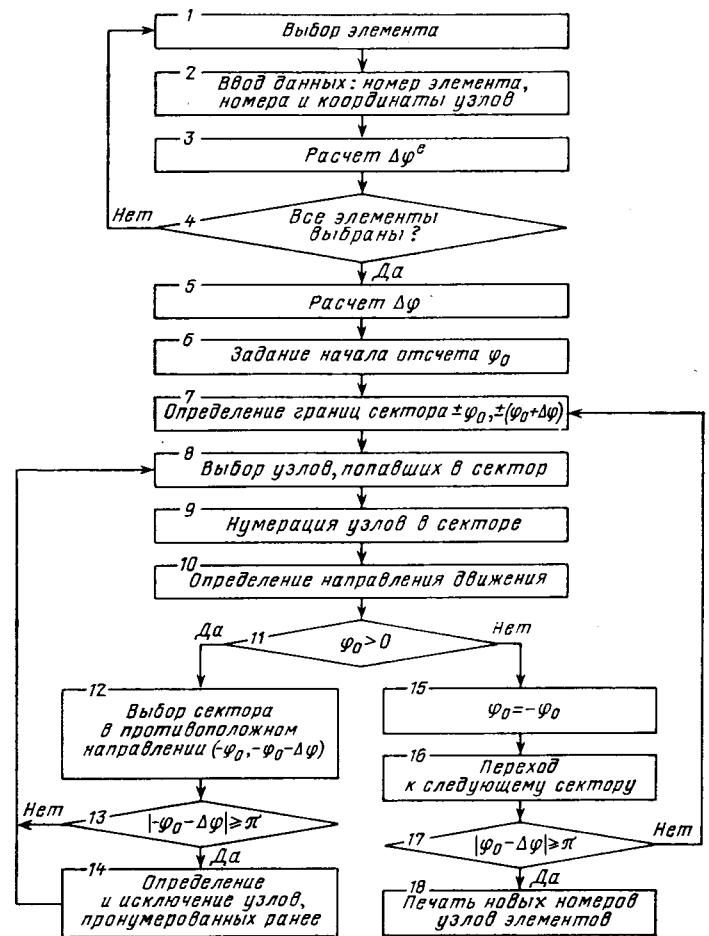


Рис. 3. Алгоритм перенумерации узлов элементов

ковое число узлов на противоположных сторонах зоны, позволяя значительно увеличивать концентрацию элементов в местах наиболее сильного изменения векторного магнитного потенциала. Число узлов n_i , n_j на противоположных сторонах должно быть связано соотношением: $n_i = 2n_j - 1$.

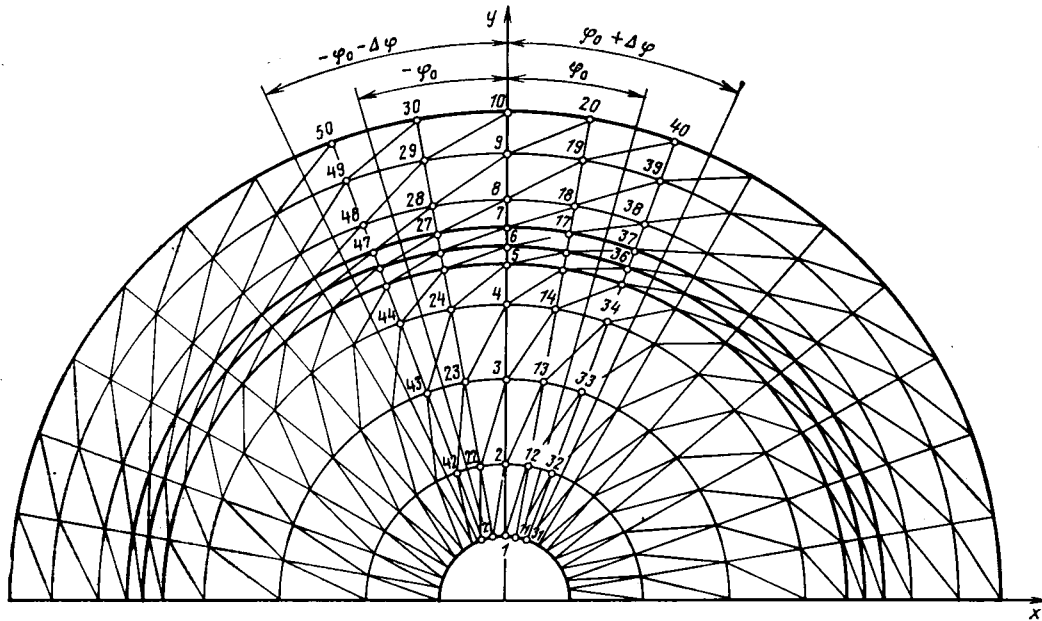


Рис. 4. Вариант разбиения и нумерации узлов элементов в расчетной области

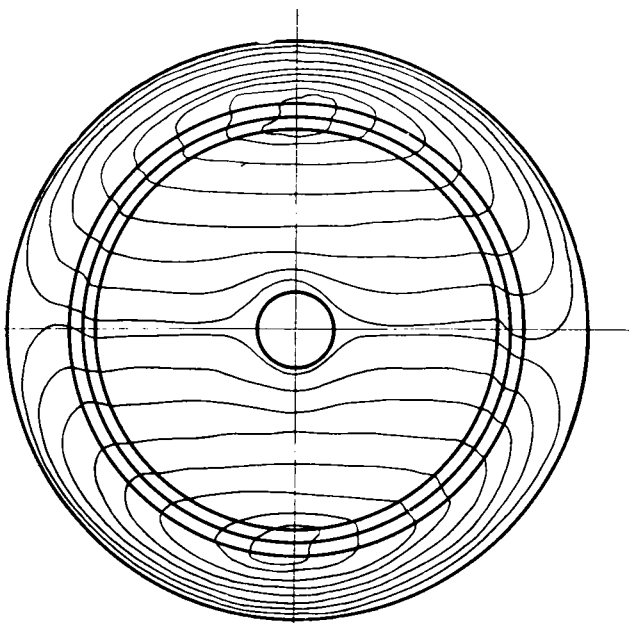


Рис. 5. Картина магнитоэстатического поля в двигателе

В зоне с меньшей концентрацией элементов выделяется переходная часть, стыкующая ее с соседней зоной, при этом задача разбиения решается в два этапа: выделяются и разбиваются на элементы зоны с одинаковым числом узлов на противоположных сторонах; выделяется и разбивается на элементы переходная часть.

Вследствие неоднородности магнитных свойств области, представляющей поперечное сечение двигателя постоянного тока, при разбиении получается большое число зон, нумерация узлов элементов зон по алгоритму [2] не является оптимальной и приводит к большой ширине полосы ленточной матрицы коэффициентов системы уравнений.

Узлы элементов замкнутой кольцевой области двигателя можно перенумеровать более эффективно, минимизируя ширину полосы ленточной матрицы. В этом случае область разбивается на секторы шириной $\Delta\varphi$. Нумерация узлов в секторе выполняется в направлении возрастания радиуса, секторы выби-

раются поочередно от начала отсчета в направлении по и против часовой стрелки. Нумерация узлов элементов по секторам эффективна при выполнении условия: в секторе не должно быть полагаться более двух узлов одного элемента. Исходя из этого, ширина сектора определяется следующим образом:

для каждого элемента вычисляется разность угловых координат узлов;

определяется максимальное значение разности для каждого элемента:

$$\Delta\varphi' = \max (\Delta\varphi'_1, \Delta\varphi'_2, \Delta\varphi'_3);$$

из выбранных значений минимум $\Delta\varphi = \min \{\Delta\varphi'\}$ определяет ширину сектора.

Алгоритм перенумерации представлен на рис. 3. На рис. 4 приведен вариант разбиения и нумерации узлов в поперечном сечении двигателя постоянного тока серии ДПР, выполненный с использованием описанного алгоритма.

После разбиения области на элементы по известным координатам узлов рассчитываются коэффициенты матрицы $[K]$ системы уравнений (1). Матрица коэффициентов $[K]$ симметрична относительно главной диагонали и большинство ее коэффициентов равно нулю, поэтому сохраняется половина ширины ленты матрицы с ненулевыми значениями коэффициентов.

Расчет поля двигателя приводит к задаче с граничными условиями 1-го рода. Для получения заданных значений векторного магнитного потенциала на границе области необходимо трансформировать матрицу коэффициентов. При этом выполняется подстановка значений векторного потенциала в узле A_p в систему уравнений (1) и перенос в правые части произведений коэффициентов матрицы и векторного потенциала $K_{ip}A_p$. Для n -й строки матрицы коэффициентов коэффициенты, кроме диагональных, берутся равными нулю, а правая часть определяется как $K_{pp}A_p$; в остальных строках приравниваются нулю коэффициенты K_{ip} при $i \neq p$, здесь i — номер столбца.

Система линейных алгебраических уравнений решается методом Гаусса. По найденным узловым значениям векторного магнитного потенциала A для каждого элемента рассчитываются проекции вектора магнитной индукции B_x , B_y .

Алгоритм реализован в виде пакета прикладных программ на языке ФОРТРАН-IV для ЕС ЭВМ. В состав пакета входят следующие программы:

- разбиения области на треугольные элементы и предварительной нумерации узлов и элементов;
- перенумерации узлов области;
- расчета коэффициентов системы линейных алгебраических уравнений и ее решения.

Программы работают независимо друг от друга, передача данных осуществляется через файлы прямого доступа.

Разработанный алгоритм может быть использован для рас-

чета магнитостатических полей со сложной геометрической конфигурацией расчетной области. Достоверность общего алгоритма и пакета прикладных программ подтверждена расчетом магнитостатического поля двигателя постоянного тока с полым немагнитным якорем и магнитоэлектрическим возбуждением, для которого получено аналитическое решение рассматриваемой задачи. Расчетная картина магнитостатического поля приведена на рис. 5. Оценка точности расчета проводилась по результатам сравнения расчета поля методом конечных элементов с аналитическим решением дифференциальных уравнений в частных производных, описывающих распределение скалярного магнитного потенциала в поперечном сечении двигателя. Решения сравнивались по значениям индукции в центральных точках каждого элемента при номинальном токе якоря, погреш-

ность не превышала 5 %. Применение алгоритма перенумерации позволило уменьшить ширину полосы ленточной матрицы с 448 до 21, сократив при этом объем необходимой оперативной памяти приблизительно в 20 раз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постоянные магниты. Справочник/А. Б. Альтман, А. Н. Герберг, П. А. Гладышев и др. Под ред. Ю. М. Пятина. 2-е изд. — М.: Энергия, 1980.
2. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. — М.: Мир, 1979.
3. Тамм И. Е. Основы теории электричества. — М.: Наука, 1966.

[20.05.85]

УДК 621.313:621.317.337

О предельной добротности электрических двигателей

СВЕЧАРНИК Д. В., доктор техн. наук

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Часто задаваемая нормативными документами на электрические двигатели (например, [1]) предельная добротность $D = \frac{M}{J} = \frac{d\omega}{dt}$ — максимально достижимое среднее угловое ускорение — определяющая характеристика динамических свойств машины. Здесь M — приводной момент (обычно на оси двигателя); J — момент инерции, приведенный к той же оси; ω — угловая частота вращения той же оси. У линейного двигателя этому понятию соответствует предельное достижимое линейное ускорение $\frac{dv}{dt} = \frac{F}{m}$, где F — усилие, возникающее на подвижной части двигателя; m — ее масса.

Рассмотрим машину с синусоидальным распределением индукции B и прямоугольным распределением тока I в зазоре:

$$F = \int_0^{2\pi} B l r d\alpha = \int_0^{\pi} l B_m \sin \alpha l r d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} l B \sin \alpha (-1) r d\alpha = 4 l r l B_m. \quad (1)$$

При заданной предельной плотности тока j и высоте эквивалентного токового слоя $h \ll r$ имеем:

$$I = j \pi r h k_{\text{зап}}, \quad (2)$$

где коэффициент заполнения $k_{\text{зап}}$ учитывает как неполное заполнение проводниковых материалов полого цилиндра с сечением $2\pi r h$ — во всех случаях, так и зубчатую структуру токового слоя — для соответствующих конструкций. С учетом (2) имеем:

$$F = 4 \pi r^2 h l k_{\text{зап}} B_m j; \quad (3)$$

$$M = 4 \pi r^3 h l k_{\text{зап}} B_m j. \quad (4)$$

Результирующее значение момента инерции $J = \sum m_i r_i^2$ должно учитывать как составляющую от токового слоя, так и от ферромагнитных частей — зубцов, спинки и др. Очевидно, искомое предельное значение добротности будет соответствовать минимальному значению момента инерции при сохранении значений $B_m j$, определяющих значение приводного момента. В нашем случае это соответствует конструкции подвижной части (без стали), у которой (если учесть массу изоляционных материалов, наличие лобовых частей и конструктивные элементы подвижной части¹ введением коэффициента $k_{\text{доп}}$)

$$m = \gamma 2 \pi r h l k_{\text{зап}} k_{\text{доп}}, \quad (5)$$

где γ — удельная плотность проводникового материала, тогда мо-

мент инерции

$$J = m r^2 = \gamma 2 \pi r^3 h l k_{\text{зап}} k_{\text{доп}} \quad (6)$$

и искомая добротность

$$D = \frac{M}{J} = \frac{4 \pi r^3 h l k_{\text{зап}} B_m j}{\gamma 2 \pi r^3 h l k_{\text{зап}} k_{\text{доп}}} = \frac{2 B_m j}{\gamma k_{\text{доп}}}. \quad (7)$$

Так, для медных проводов ($\gamma \approx 8,9 \cdot 10^3$ кг/м³) при $k_{\text{доп}} \approx 1,5$ имеем $D \approx 0,15 B_m j \cdot 10^{-3}$. При номинальной плотности тока $j = 6 \cdot 10^6$ А/м², максимальной индукции $B_m = 1$ Тл и шестикратном значении пускового тока имеем $D \approx 5400$ 1/с², что близко к реальным значениям и соответствует, например, требованиям ГОСТ [1] и условиям работы определенного класса современных роботов.

Как видно из (7), повышение добротности прямо пропорционально достигаемому значению индукции B_m — для конструкции без стали это приводит к решениям, использующим сверхпроводящие обмотки возбуждения, применению конструкций без стали с меньшим значением потока реакции якоря, поскольку при кратковременных форсированных режимах, когда обычно требуется предельная добротность, именно условия работы коллектора, связанные с искажающим влиянием потока реакции якоря, ограничивают пределы форсировки кратковременного увеличения плотности тока j . При длительной работе на предельных режимах, соответствующих этому использованию, применение проводниковых материалов с меньшей удельной плотностью γ рационально, если при этом не требуется во столько же или в большее число раз снижать плотность тока в связи с повышением удельного сопротивления ρ .

Действительно, в этом случае при прочих равных условиях добротность у варианта 1 будет выше, чем у варианта 2, если

$$\frac{j_1}{\gamma_1} > \frac{j_2}{\gamma_2}; \quad \frac{j_1}{j_2} > \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \quad (8)$$

при сохранении

$$j_1^2 \rho_1 = j_2^2 \rho_2, \quad \text{т. е.} \quad \frac{j_1^2}{j_2^2} = \frac{\rho_2}{\rho_1}; \quad \frac{j_1}{j_2} = \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}},$$

из (8) можно утверждать о преимуществах варианта 1, если $\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}} > \frac{\gamma_1}{\gamma_2}$. Пусть вариант 1 соответствует алюминиевым проводам, а вариант 2 — медным, тогда $\rho_1 = 0,028$; $\gamma_1 = 2,3 \cdot 10^3$ кг/м³; $\rho_2 = 0,017$; $\gamma_2 = 8,9 \cdot 10^3$ кг/м³; имеем

$$\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}} = 0,779 > 0,258 = \frac{\gamma_1}{\gamma_2}$$

алюминиевые провода выгоднее,

¹ Для отдельных приближенных расчетов — и наличие стали в подвижной части,

Действительно, если взять при принятых выше параметрах вместо медной обмотки алюминиевую с $j_{Al} = 0,75 j_{Cu}$ и учесть, что $\gamma_{Al} \approx 2,3 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$, получим при тех же индукции и форсировке (и при увеличении $k_{доп}$ до 1,8):

$$D_{Al} = 13\,000 \text{ л/с}^2.$$

Существенный интерес представляет также рассмотрение значе- ния к. п. д., соответствующего принятым выше параметрам.

Для конструкции машины без стали имеют место только поте- ри в проводниковых материалах. Примем в качестве полных потерь

$$\Delta P = 2I^2 R_{эв}, \quad (9)$$

где $R_{эв} = \rho' \frac{l_m k_{доп}}{\pi r_m l_m k_{зап}}$; удельное сопротивление

$$\rho' \left[\frac{\text{Ом}}{\text{м} \cdot \text{мм}^2} \right] = \rho \left[\frac{\text{Ом}}{\text{м} \cdot \text{мм}^2} \right] \cdot 10^{-6};$$

в $k_{доп}$ учитывается длина лобовых частей, приведенных к тому же сечению, что и рабочая длина l , а также относительное значение потерь в обмотке возбуждения (при их наличии), приве- денное к току I (строго говоря, это можно делать только при уз- ком диапазоне изменения тока I , но, так как сами потери на возбуждение у сколько-нибудь крупной машины в несколько раз меньше потерь в обмотке якоря, такая нестрогость не при- водит к заметной ошибке);

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} = \frac{\omega M}{\omega M + 2I^2 R_{эв}}. \quad (10)$$

Используя (1), запишем:

$$M = Fr = 4lr^2 l B_m; \\ \eta = \frac{4\omega l r^2 B_m l}{4\omega l r^2 B_m l + 2I^2 \rho' \frac{l k_{доп}}{\pi r h k_{зап}}} = \frac{4\omega \pi r^3 h k_{зап} B_m}{4\omega \pi r^3 h k_{зап} B_m + 2I^2 \rho' k_{доп}}. \quad (11)$$

Используя (2), запишем

$$\eta = \frac{4\omega \pi r^3 h k_{зап} B_m}{4\omega \pi r^3 h k_{зап} B_m + 2j \pi r h k_{зап}} = \frac{2\omega r^2 B_m}{2\omega r^2 B_m + j}. \quad (12)$$

Если учесть, что $2r = D_a$ (диаметр якоря) и $\omega r = v$ (линейная скорость на его поверхности), то можно записать (12) в виде

$$\eta = \frac{v B_m D_a}{v B_m D_a + j}. \quad (13)$$

Для разобранной идеализированной машины без стали, таким образом, достижение предельной динамической доброт- ности при длительных режимах работы противоречит требова- ниям обеспечения высокого значения к. п. д. — выбор опти- мальной плотности тока j должен учитывать «цену быстродейст- вия» и стоимость электроэнергии.

Рассмотрим теперь принципиальный вопрос о сравнительном быстродействии привода со скоростным электродвигателем, связанным с рабочим валом через редуктор с передаточным чис- лом i (значение i определяем как отношение угловых скоростей быстрого и медленного валов $i = \omega_0 / \omega_K$, где индексы «о» и «к» относятся соответственно к быстрому и медленному валам), и привода с двигателем, вал которого непосредственно связан с валом «к».

Для приближенной оценки примем, что удельная плотность усилия F' на поверхности якоря у этих двигателей одинакова:

$$F'_k = F'_o = F'; \quad F_k = F' \pi D_k l_k; \quad F_o = F' \pi D_o l_o,$$

где D — диаметр; l — рабочая длина якоря. Примем также, что отношения l/D у этих машин одинаковы $l = aD$, тогда, поскольку $P_k = \eta P_o$, где η — к. п. д. редуктора, и $P = Fv$, а линейная ско- рость на поверхности якоря $v = \omega \frac{D}{2}$, где ω — угловая ско- рость якоря и $\omega_0 = i \omega_K$, получим

$$P_k = F' \pi D_k l_k v_k = F' \pi a D_k^2 \omega_K \frac{D_k}{2} = F' a \pi \frac{D_k^3}{2} \frac{\omega_0}{i} = \\ = \eta F' a \pi \frac{D_o^3}{2} \omega_0$$

или

$$D_k^3 = \eta D_o^3 i, \quad D_k = D_o \sqrt[3]{\eta i}.$$

Замегаем также, что, поскольку $P = M\omega$, то $P_k = M_K \omega_K = \eta M_o \omega_o = \eta M_o \omega_K i$ и $M_K = \eta i M_o$.

Можно также принять, что момент инерции цилиндра якоря пропорционален $D^4 l$, т. е. при $l = aD$ значение $J = caD^5$, где c — коэффициент пропорциональности, тогда

$$J_k = caD_k^5 = caD_o^5 \eta i \sqrt[3]{(\eta i)^2} = J_o \eta i \sqrt[3]{(\eta i)^2}. \quad (14)$$

Определяющая в основном быстродействие привода электроме- ханическая постоянная времени $T_{эм} = \omega \frac{J}{M}$, где ω — установив- шаяся скорость; J — приведенный момент инерции; M — дейст- вующий момент — обычно значение пускового момента двигателя, тогда

$$T_{к.эм} = \omega_K \frac{J_k}{M_K} = \frac{\omega_o}{i} \frac{J_o \eta i \sqrt[3]{(\eta i)^2}}{M_o \eta i} = T_{о.эм} \sqrt[3]{\eta^2 / i}. \quad (15)$$

Так как $\eta < 1$, $i \gg 1$, то $T_{к.эм} < T_{о.эм}$, даже если учитывать в J_o только момент инерции быстрого ротора двигателя и не учитывать приведенные к оси «о» моменты инерции других осей привода при наличии редуктора. Так, например, при $\eta_{ред} = 0,7$ и $i = 27$ применение безредукторного привода в соответствии с приведенным выше выводом в 3—4 раза снизит значение $T_{эм}$. Существенно повышает надежность безредукторного привода еще и то обстоятельство, что при принятых соотношениях резко снижается линейная скорость на поверхности ротора. Дейст- вительно, $v = \omega \frac{D}{2}$;

$$v_k = \frac{D_k}{2} \omega_K = \frac{D_o}{2} \sqrt[3]{\eta i} \frac{\omega_o}{i} = v_o \sqrt[3]{\frac{\eta}{i^2}}. \quad (16)$$

В нашем примере $v_k \approx 0,1 v_o$ — линейная скорость на поверхности якоря снижается на порядок.

В рассматриваемых кратковременных режимах основным огра- ничивающим фактором у анализируемых машин постоянного тока является коммутация. У низкоскоростной машины снижается ре- активная э. д. с., определяемая известной формулой [2]:

$$e = 2\omega_c A l_i \xi_r v_a, \quad (17)$$

где ξ_r — эквивалентная средняя магнитная проводимость рассеяния коммутируемого контура; ω_c — число витков в секции,

Из (16)

$$\frac{v_k}{v_o} = \frac{\sqrt[3]{\eta}}{\sqrt[3]{i^2}}. \quad (18)$$

При сохранении ω_c , A , l_i , ξ_r $\omega_c A l_i \xi_r v_a = \omega_c A l_i \xi_r v_o$ искомое отношение

$$\frac{e_{р.к}}{e_{р.о}} = \frac{l_k v_k}{l_o v_o} = \frac{\sqrt[3]{\eta^2}}{\sqrt[3]{i}} \quad (19)$$

соответствует отношению постоянных времени по (15) и дает для принятых значений η и i снижение e_p в 3—4 раза. При меньших v_n и прочих равных условиях допустимо, таким образом, приме-

Таблица 1
Максимальные параметры движения человеческих рук

Движение	Угол поворота α , рад	Скорость ω , рад/с	Ускоре- ние $\omega' = D\omega$, рад/с ²	$T_m = \frac{\omega}{D}$, с
Вращение плеча	1,5	7	70	0,1
Изгиб плеча	1,5	10	120	0,084
Вращение локтя	3	17	300	0,057
Изгиб локтя	2	15	200	0,075
Вращение кисти	3	20	500	0,04
Изгиб кисти	1,5	15	450	0,033
Движение схвата	1,5	15	350	0,043

Таблица 2

Моментные двигатели фирмы Inland

Тип	Параметры												
	n , об/мин	ω , 1/с	ω_H , 1/с	$M_{\max}=M_{H-M}$	M_H , Н·м	P_z , кВт	J , кгс·м²	D , 1/с²	$T_M=\frac{\omega}{D}$, с	$(I^2R)_{\text{пуск}}$, кВт	I^2R_H , кВт	m , кг	m' , кг/кВт
T2509	2100	220	110	0,2	0,096	0,011	$4,2 \cdot 10^{-5}$	5000	0,045	0,048	0,009	0,127	11,5
T4424	315	33,1	16,5	1,5	1,24	0,02	$76 \cdot 10^{-5}$	2000	0,015	0,049	0,033	0,540	27,0
T26001	17,2	1,8	0,9	4150	2160	1,95	36	115	0,016	7,35	2	616	376

нять форсированный по току (и, следовательно, моменту) пуск практически до номинального значения скорости; в реальных условиях переменной форсировки это означает еще большее снижение времени пуска.

Важность обеспечения быстродействия автоматических систем можно также проиллюстрировать данными о максимальных параметрах движения человеческих рук [3], существенных при конструировании роботов — манипуляторов (табл. 1). «Добротность» нашей мускулатуры недалеко ушла от добротности лучших двигателей, например, фирмы Inland (табл. 2), особенно если иметь в виду низкоскоростные двигатели. Значения «постоянных времени» мускулатуры человека и рассмотренных двигателей практически одинаковы.

Вопросы предельной добротности рассматривались выше для варианта вращающейся якорной системы, например, для якорей без стали, в том числе и значительной мощности, например по [4]. Можно полагать, что выполнение на роторе обмотки возбуждения без стали должно дать еще большее значение добротности, так как при одном и том же моменте мощность возбуждения намного меньше мощности в обмотке якоря. Выведем формулу для определения добротности в этом случае.

Из (1) имеем

$$M = 4lr^2/B_m. \quad (20)$$

Выше мы исследовали предельную добротность при неизменном B_m , исходя из расположения на роторе обмотки с током I . Сейчас рассмотрим при неизменном токе I в якорной обмотке, расположенной на статоре, обмотку (без стали), на роторе, создающую индукцию с максимальным значением B_m .

Примем, что сопротивление магнитному потоку сосредоточено в зазоре $\delta' = k_B h_B$, где h_B — толщина проводникового слоя обмотки возбуждения, а k_B учитывает воздушный зазор между ротором и статором (или статорами) и другие сопротивления (как правило, при большом значении h_B влияние нелинейности этих сопротивлений, если оно имеет место, сказывается незначительно), тогда для создания индукции B_m требуется м. д. с.

$$F_B = \frac{B_m}{\mu_0} k_B h_B, \quad (21)$$

изкую к принятой выше синусоидальной кривой распределения индукции в зазоре машины может создать равномерный токовый слой, заполняющий 2/3 полюсного деления ротора (реально при равномерном зазоре — трапеция, лишь на несколько процентов отличающаяся от синусоиды). Сечение для тока

$$S_B = \frac{2}{3} \tau h_B = \frac{2\pi r}{3} h_B.$$

При эквивалентной одновитковой обмотке ток, создающий м. д. с., преодолевающую сопротивление двух зазоров,

$$I_B = j_B S_B = 2 F_B; \quad (22)$$

$$F_B = \frac{j_B S_B}{2} = j_B \frac{\pi r h_B}{3} = \frac{B_m}{\mu_0} k_B h_B; \quad (23)$$

$$B_m = \mu_0 j_B \frac{\pi r}{3 k_B}.$$

Подставляя в (20), имеем

$$M = 4lr^2 I \frac{\pi \mu_0}{3 k_B} j_B. \quad (24)$$

Момент инерции ротора, имеющего два проводниковых слоя, каждый сечением $S_B = \frac{2\pi r}{3} h_B$, длиной $l_B = lk_{л.ч}$, где $k_{л.ч}$ учитывает эквивалентное, приведенное к радиусу r удлинение, которое дает наличие лобовых частей обмотки (и условно — наличие механических деталей ротора):

$$J = \gamma 2 S_B l_B r^2 = \frac{4}{3} \pi r^3 h_B l k_{л.ч} \gamma; \quad (25)$$

$$D = \frac{M}{J} = \frac{l j_B \mu_0}{\gamma h_B k_B k_{л.ч}}. \quad (26)$$

Формула (26) идентична формуле (7), но включает значение h_B , что, впрочем, имело бы место и в формуле (7), если бы мы фиксировали не B_m , а может быть более приближенное к практике значение м. д. с. возбуждения, пропорциональное h , т. е.

$$F_B = \frac{B_m}{\mu_0} kh.$$

Как и в приведенном выше примере, и здесь можно показать преимущество выбора в качестве проводникового материала алюминия. Для практического решения задачи создания двигателя с повышенной добротностью путем установки на роторе обмотки возбуждения без стали представляет интерес предложенные в свое время автором бесконтактная синхронная машина [5] и коллекторная машина [6] с полым неферромагнитным токопроводящим ротором.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 7192—62. Регуляторы автоматические общего назначения. Механизмы исполнительные электрические. — М.: Стандартгиз, 1960.
- Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, т. I. — Л.: Энергия, 1972.
- Егоров Ю. Н. Системы привода роботов. ЛГУ, 1982.
- Находкин М. Д. и др. Проектирование тяговых электрических машин. — М.: Транспорт, 1976.
- А. с. № 322830 (СССР). Бесконтактная синхронная машина/Д. В. Свечарник. — Бюлл. изобр., 1971, № 36.
- А. с. № 327551 (СССР). Коллекторный двигатель/Д. В. Свечарник. — Бюлл. изобр., 1972, № 5.

[20.11.84]

К расчету магнитного поля квазистационарных токов в системах с цилиндрическими границами

БЕЛОУСОВ Ю. Н., МАКАРОВ Е. Ф., ЧЕРЕВАТЫЙ А. В., ШНЫРЕВ Г. Д.

Москва

Задача определения квазистационарного магнитного поля в электромагнитных системах, содержащих коаксиальные цилиндрические границы раздела сред, представляет очевидный практический интерес. К этому классу задач относятся многие электромагнитные расчеты в теории электрических машин (в частности, массивно-роторных машин и машин с полым ротором), задачах вихретокового контроля, технике индукционного нагрева, теории электродинамического подшипника и ряде других разделов практической электротехники [1—11].

Методы решения указанных задач наиболее развиты в случае двумерной постановки вопроса, когда источник возбуждения представляется или системой линейных токов, текущих в аксиальном направлении [1—6, 11], или совокупностью токовых слоев, коаксиальных границам раздела [7—10]. В трехмерной постановке подобные задачи решены для токовых источников специального вида: пространственно-периодических токовых слоев [12] и двойных слоев магнитных зарядов [13] (указанные слои размещаются при этом на цилиндрической поверхности, коаксиальной границам); известно также применение токовых слоев для приближенного моделирования ограниченных по длине источников [14]. Пути повышения эффективности методов решения рассматриваемого класса задач видятся в обобщении расчетной методики на источники сложной в общем случае произвольной конфигурации.

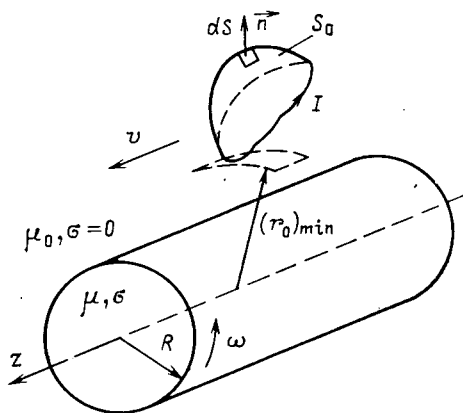
Сложность проблемы заключается при этом в необходимости отыскания пространственного спектра (фурье-образа) поля источника (поля возбуждения), позволяющего представить указанное поле в виде суперпозиции аксиально-угловых гармоник.

В статье показывается, что применительно к источникам типа линейных токовых контуров такое представление для трехмерного векторного поля всегда может быть описано с помощью некоторой скалярной функции, заключающей в себе всю информацию о геометрии источника. Особенно важно, что указанная скалярная функция вычисляется аналитически для широкого класса конфигураций источника.

Представление поля источников в виде разложения по пространственным гармоникам позволяет без труда выполнять электромагнитные расчеты для систем с цилиндрическими границами раздела сред, причем при любой конфигурации источника возбуждения окончательный результат может быть выражен в виде тех или иных квадратур.

Предложенный подход к решению указанного класса задач демонстрируется ниже на примере задачи расчета поля в системе с одной поверхностью раздела и внешним расположением источника по отношению к границе. Для внешнего расположения границ, а также для системы границ с размещением источника между ними, задача решается аналогично.

Пусть в цилиндрической системе координат r, φ, z область $r < R$ занята электропроводящим телом с удельной проводимостью σ и магнитной проницаемостью μ , вращающимся вокруг оси z ($r=0$) с угловой скоростью ω в положительном направлении отсчета угла φ . Токовый контур произвольной конфигурации, несущий нестационарный ток $I=I(t)$, помещен в область $r > R$ и движется с постоянной скоростью v в положительном направлении оси z (см. рисунок).



Скалярный магнитный потенциал токового контура в одномерном пространстве записывается в виде [15]:

$$\psi(r, \varphi, z, t) = \frac{I}{4\pi} \int_{S_0} dS \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{\rho} \right). \quad (1)$$

Здесь интегрирование совершается по поверхности S_0 , стягиваемой контуром; $\partial/\partial n$ означает производную по направлению нормали к поверхности S_0 , причем направление вектора нормали \vec{n} определяется направлением тока в контуре I по правилу правого винта;

$$\rho = \sqrt{r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos(\varphi - \varphi_0) + (z - z_0)^2},$$

где (r_0, φ_0, z_0) — координаты элемента поверхности S_0 ; (r, φ, z) — координаты точки наблюдения. Заметим, что точка (r, φ, z) не лежит на поверхности S_0 .

Фурье-изображение скалярного потенциала определим равенством

$$\psi(r, m, k, v) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{-\infty}^{+\infty} dz \int_{-\infty}^{+\infty} dt \psi(r, \varphi, z, t) e^{-i(m\varphi + kz + vt)}. \quad (2)$$

Здесь и всюду далее с целью упрощения записи используются одинаковые символы для обозначения фурье-образа и фурье-оригинала, а их идентификация производится обязательным указанием соответствующих аргументов. Отметим также, что преобразование Фурье по временной координате

$$I(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} I(t) e^{-ivt} dt$$

понимается в обобщенном смысле с формальным допуском членов с дельта-функциями в случае периодических процессов.

После подстановки (1) в (2) выполним интегрирование по φ, z, t . Пользуясь при этом результатами [16], для области пространства $r < (r_0)_{\min}$ получим

$$\psi(r, m, k, v) = \frac{I(v)}{4\pi^2} I_m(|k|r) R(m, k), \quad (3)$$

где $R(m, k)$ — скалярная функция геометрии контура, определяемая соотношением

$$R(m, k) = \int_{S_0} dS \frac{\partial}{\partial n} e^{-i(m\varphi_0 + kz_0)} K_m(|k|r_0),$$

В (3) и (4) величины I_m и K_m суть модифицированные функции Бесселя и Ханкеля.

Величина $(r_0)_{\min}$ зависит, очевидно, от выбора поверхности S_0 . Последнюю будем полагать целиком лежащей во внешней к цилиндру области $r > R$; в этом случае представление (3) описывает потенциал источника во всей области, занимаемой проводником. Отметим, что для контуров, охватывающих цилиндрическое тело, требование принадлежности поверхности S_0 внешней области приводит к тому, что указанная поверхность становится бесконечной.

Вычисления скалярной функции $R(m, k)$ по формуле (4) выполняются без труда для широкого класса контуров. При этом наиболее просто расчет проводится в случае контуров, расположенных на координатных поверхностях, когда вектор нормали \vec{n} коллинеарен одному из ортов цилиндрической системы координат. Примеры функций $R(m, k)$ для источников некоторых конфигураций приводятся в приложении.

Переходя от фурье-образа скалярного потенциала к фурье-образу магнитной индукции (следует учесть, что в фурье-представлении операции дифференцирования $\partial/\partial\varphi$ и $\partial/\partial z$ заменяются операциями умножения на множители im и ik), получаем в соответствии с (3) для компонент индукции поля источника следующую

щее представление:

$$\left. \begin{aligned} B_r^0(r, m, k, v) &= -W [I_{m+1}(|k|r) + I_{m-1}(|k|r)]; \\ B_\varphi^0(r, m, k, v) &= -\frac{2im}{|k|r} W I_m(|k|r); \\ B_z^0(r, m, k, v) &= -2i \operatorname{sign}(k) W I_m(|k|r). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь принято обозначение

$$W(m, k, v) = \frac{\mu_0 I(v)}{8\pi^2} |k| R(m, k). \quad (6)$$

Определив формулами (4)–(6) поле возбуждения в области, содержащей проводящее тело, перейдем к расчету квазистационарного магнитного поля в проводящей области и вне ее.

В системе отсчета, связанной с равномерно движущимся контуром, уравнение диффузии магнитного поля имеет вид [17]:

$$\begin{aligned} \Delta \vec{B} &= -\mu \sigma \operatorname{rot}(\vec{E} + [\vec{u}, \vec{B}]) = \\ &= \mu \sigma \left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \omega \frac{\partial \vec{B}}{\partial \varphi} - v \frac{\partial \vec{B}}{\partial z} \right), \end{aligned} \quad (7)$$

где \vec{B} — вектор магнитной индукции, \vec{E} — напряженность электрического поля; $\vec{u} = (0, \omega r, -v)$ — скорость движения элемента объема внутри проводящей области.

Записывая (7) в проекциях на орты цилиндрической системы координат и применяя к полученным уравнениям преобразование Фурье по переменным φ, z, t , аналогичное (2) для нахождения компонент фурье-образа вектора индукции, получаем систему трех обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 B_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial B_r}{\partial r} + \left(\beta^2 - \frac{m^2 + 1}{r^2} \right) B_r - \frac{2im}{r^2} B_\varphi &= 0; \\ \frac{\partial^2 B_\varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial B_\varphi}{\partial r} + \left(\beta^2 - \frac{m^2 + 1}{r^2} \right) B_\varphi + \frac{2im}{r^2} B_r &= 0; \\ \frac{\partial^2 B_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial B_z}{\partial r} + \left(\beta^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) B_z &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $\beta^2 = -k^2 + i\mu\sigma(kv - m\omega - v)$.

Решение системы (8) с учетом ограниченности поля при $r=0$ и дополнительных условий $\operatorname{div} \vec{B} = 0$ и $(\operatorname{rot} \vec{B})_r|_{r=R} = 0$ имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} B_r(r, m, k, v) &= b [\kappa J_{m+1}(\beta r) + J_{m-1}(\beta r)]; \\ B_\varphi(r, m, k, v) &= -ib [\kappa J_{m+1}(\beta r) - J_{m-1}(\beta r)]; \\ B_z(r, m, k, v) &= ib \frac{\beta}{k} (\kappa - 1) J_m(\beta r), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

здесь J_n — функция Бесселя первого рода; b — константа, подлежащая определению из граничных условий;

$$\kappa = \frac{\beta^2 J_{m+1}(\beta R) - (\beta^2)^* J_{m-1}(\beta R)}{\beta^2 J_{m-1}(\beta R) - (\beta^2)^* J_{m+1}(\beta R)},$$

где $(\beta^2)^*$ — величина, комплексно сопряженная с β^2 .

Приведенное выше решение относилось к проводящей области $r < R$. Во внешней области поле составлено полем источника B^0 и полем реакции цилиндра на приложенное воздействие. Последнее поле, рассматриваемое отдельно, удовлетворяет в области $r > R$ уравнению Лапласа; решение для компонент фурье-образа вектора индукции при этом записывается в виде:

$$\left. \begin{aligned} B_r^{\text{ннд}}(r, m, k, v) &= -a [K_{m+1}(|k|r) + K_{m-1}(|k|r)]; \\ B_\varphi^{\text{ннд}}(r, m, k, v) &= \frac{2ima}{|k|r} K_m(|k|r); \\ B_z^{\text{ннд}}(r, m, k, v) &= 2ia \operatorname{sign}(k) K_m(|k|r). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Определением констант a и b , входящих в (9), (10) из граничных условий сопряжения на поверхности раздела $r=R$, завершается решение поставленной задачи с точки зрения

отыскания фурье-образа искомого поля. Учитывая наличие при $r > R$ как безвихревого поля (10), так и поля источника, представляемого в области $R < r < (r_0)_{\min}$ в виде (5), получаем

$$a = \frac{\mu P_1 S_2 + \mu_0 P_2 S_1}{\mu P_1 Q_2 - \mu_0 P_2 Q_1} W; \quad (11)$$

$$b = -\mu \frac{S_1 Q_2 + S_2 Q_1}{|\mu P_1 Q_2 - \mu_0 P_2 Q_1|} W. \quad (12)$$

Чтобы не загромождать записи, в (11), (12) введены следующие обозначения:

$$\begin{aligned} P_1 &= \kappa J_{m+1}(\beta R) + J_{m-1}(\beta R); \quad P_2 = \kappa J_{m+1}(\beta R) - J_{m-1}(\beta R); \\ Q_1 &= K_{m+1}(|k|R) + K_{m-1}(|k|R) = -2K'_m(|k|R); \quad Q_2 = \\ &= \frac{2m}{|k|R} K_m(|k|R); \quad S_1 = I_{m+1}(|k|R) + I_{m-1}(|k|R) = 2I'_m(|k|R); \\ S_2 &= \frac{2m}{|k|R} I_m(|k|R). \end{aligned}$$

По известному фурье-образу $\vec{B}(r, m, k, v)$ оригинал вектора индукции определяется формулой обращения:

$$\vec{B}(r, \varphi, z, t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} dk \int_{-\infty}^{+\infty} dv \times \vec{B}(r, m, k, v) e^{i(m\varphi + kz + vt)}.$$

Аналогичная формула имеет место и для индуцированного поля $\vec{B}^{\text{инд}}$ во внешней области, а также для поля источника B^0 в области $R < r < (r_0)_{\min}$. Плотность вихревых токов в проводящей области находится обычным путем через ротор магнитной индукции.

Решение легко обобщается на случай нескольких соосных цилиндрических границ, а также на систему токовых контуров возбуждения и распределенные токовые источники.

Приложение. Рассмотрим вначале два простейших случая. 1. Коаксиальный круговой виток радиуса R_0 ($R_0 > R$). Поместим контур в плоскости $z=0$ цилиндрической системы координат, пусть положительное направление тока в нем совпадает с направлением отсчета угла φ . В качестве поверхности S_0 удобно взять внешнюю к окружности $r=R_0$ часть плоскости $z=0$, при этом в соответствии с выбранным направлением тока $\partial/\partial n = -\partial/\partial z_0$. Вычисление интеграла (4) дает

$$R(m, k) = \begin{cases} 2\pi i R_0 \operatorname{sign}(k) K_1(|k|R_0) & \text{при } m=0; \\ 0 & \text{при } m \neq 0. \end{cases} \quad (\text{П-1})$$

Подстановка (П-1) в (3) с последующим обращением преобразования (2) приводит к представлению оригинала скалярного потенциала в области $r < R_0$ в виде разложения по аксиальным гармоникам:

$$\psi(r, z) = -\frac{I R_0}{\pi} \int_0^\infty dR \sin(kz) I_0(|k|r) K_1(|k|R_0).$$

2. Двухпроводная линия с противоположно направленными аксиальными токами.

Пусть две токовые нити с токами противоположного направления расположены при $r=R_0$ ($R_0 > R$) и имеют угловые координаты $\pm\alpha_0$. Положительное направление тока в линии выберем соответствующим положительному значению собственного потока через линию. Выполняя интегрирование в (4) по части цилиндрической поверхности, заключенной между токами (при этом $\partial/\partial n = \partial/\partial r_0$), получаем:

$$\begin{aligned} R(m, k) &= -\frac{2\pi R_0 |k|}{m} \sin(m\alpha_0) [K_{m+1}(|k|R_0) + \\ &+ K_{m-1}(|k|R_0)] \delta(k), \end{aligned} \quad (\text{П-2})$$

где $\delta(k)$ — дельта-функция.

Конкретизируя в (3) функцию $R(m, k)$ согласно (П-2) и переходя от фурье-образа скалярного потенциала к его оригиналу, получаем для последнего следующее представление:

$$\psi(r, \varphi) = -\frac{I}{\pi} \left[\alpha_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(m\varphi) \sin(m\alpha_0)}{m} \left(\frac{r}{R_0} \right)^m \right], \quad r < R_0.$$

Обратимся к рассмотрению токовых источников более сложных конфигураций. Остановимся при этом на представляющих наибольший практический интерес контурах, расположенных на цилиндрической поверхности $r=R_0$ ($R_0 > R$) (седлообразные контуры). Источники такого вида применяются в электрических машинах, в практике электромагнитного контроля, в магнитных фокусирующих системах, электродинамических подшипниках и т. д. Для указанного класса контуров в качестве поверхности S_0 целесообразно взять часть цилиндрической поверхности радиуса R_0 , ограниченную током; в этом случае при соответствующем выборе положительного направления тока в контуре вектор нормали к S_0 совпадает с ортом \vec{e}_r цилиндрической системы координат. С учетом равенства $\partial/\partial n = \partial/\partial r_0$ формулу (4) можно переписать в виде:

$$R(m, k) = -\frac{|k|}{2} [K_{m+1}(|k|R_0) + K_{m-1}(|k|R_0)] R_c(m, k),$$

где

$$R_c(m, k) = \int_{S_0} dS e^{-i(m\varphi_0 + kz_0)}. \quad (\Pi-3)$$

В последней формуле интегрирование выполняется по части цилиндрической поверхности радиуса R_0 , охватываемой контуром.

Поверхностный интеграл в (II-3) вычисляется аналитически для большого числа конфигураций токового источника. Приведем некоторые примеры.

3. Прямоугольный седлообразный контур.

Для прямоугольного контура размером $2b \times 2a$, уложенного на цилиндрической поверхности $r=R_0$ так, что сторона $2b$ параллельна оси z , вычисление интеграла (II-3) дает:

$$R_c(m, k) = \frac{4R_0}{mk} \sin\left(\frac{ma}{R_0}\right) \sin(kb).$$

4. Эллиптический седлообразный контур.

Для эллипса с полуосями b и a , вписанного в рассмотренный выше прямоугольник, получаем:

$$R_c(m, k) = \frac{2\pi ab}{g} J_1(g); \quad g = \sqrt{\left(\frac{ma}{R_0}\right)^2 + (kb)^2}, \quad (\Pi-4)$$

где J_1 — функция Бесселя. В частном случае круглого седлообразного контура ($a=b$) (II-4) переходит в

$$R_c(m, k) = \frac{2\pi b}{\tau} J_1(b\tau), \quad \tau = \sqrt{\left(\frac{m}{R_0}\right)^2 + k^2}.$$

5. Многоугольные седлообразные контуры.

Интеграл в (II-3) легко вычисляется для различных многоугольников, уложенных на цилиндрической поверхности $r=R_0$, при этом, заметим, величина $R_c(m, k)$ выражается в элементарных функциях. В качестве примера приведем выражение для функции $R_c(m, k)$, отвечающее источнику в виде ромбовидного седлообразного контура с диагоналями $2b$ и $2a$ (диагональ

$2b$ параллельна оси z):

$$R_c(m, k) = \frac{4ab \left[\cos(kb) - \cos\left(\frac{ma}{R_0}\right) \right]}{\left(\frac{ma}{R_0}\right)^2 - (kb)^2}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. — М.: Энергия, 1966.
2. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. — М.: Энергия, 1967.
3. Бочкарев И. В. Расчет электромагнитного поля двухроторного асинхронного двигателя. — Электричество, 1982, № 5.
4. Мионов О. М., Монин В. С. Электромагнитное поле и параметры криогенной синхронной машины с электропроводящими экранами. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 6.
5. Стипура А. П. Расчет нестационарного магнитного поля в многослойном цилиндре. — Дефектоскопия, 1969, № 4.
6. Казначеев Б. А., Погромская Л. Ф. Тонкостенный проводящий цилиндр в переменном поле двухпроводной линии. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1981, № 4.
7. Аноприенко С. С., Бондаренко Н. Л. Исследование нестационарного электромагнитного поля вне сплошного проводящего цилиндра, охватываемого витком с током. — Дефектоскопия, 1978, № 11.
8. Сандовский В. А., Дякин В. В., Дударев М. С. Исследование распределения электромагнитного поля и расчет силы, действующей на движущиеся намагничивающие системы дефектоскопа при контроле магистральных трубопроводов. — Дефектоскопия, 1983, № 9.
9. Фомин А. А. Бесконечный цилиндр в поле коаксиальной системы витков. — ЖТФ, 1965, т. XXXV, вып. 8.
10. Фридман Б. Э. Электромагнитное поле и электродинамические усилия в системе «соленоид-внутренняя проводящая труба». — Электричество, 1978, № 3.
11. Анализ соответствия левитационных параметров вращающихся и линейных моделей электродинамического подвеса / В. М. Кочетков, Е. Ф. Макаров, А. В. Череватый, В. В. Байков. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1979, № 11.
12. Шукин А. В. Цилиндрический электромагнитный экран в нестационарном магнитном поле. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1983, № 6.
13. Преодоляк Н. А., Химюк И. В. Расчет квазистационарных и статических магнитных полей в многослойных цилиндрических средах. — Техническая электродинамика, 1980, № 2.
14. Коськин Ю. П., Трофимов Ю. А., Цейтлин Л. А. Двухмерная и трехмерная модели криотурбогенератора. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1981, № 12.
15. Батыгин В. В., Топтыгин И. Н. Сборник задач по электродинамике. — М.: Наука, 1970.
16. Oberhettinger F. Tabellen zur Fourier Transformation. — Berlin u. a.: Springer, 1957.
17. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. — М.: ГИФМЛ, 1959.



Описание энергообъединения как объекта управления режимом по частоте и активной мощности

(Статья Алексеева С. В., Копылова И. Б., Машанского А. М., «Электричество», 1980, № 12, с. 23—31)

Публикуя заключительную статью С. В. Алексеева и А. М. Машанского, редакция считает дальнейшее продолжение дискуссии нецелесообразным. Исследования параметров передаточных функций энергосистемы «частота — мощность» продолжают в ряде организаций (СТЭ, ЭСП и др.).

Ответ авторов

В отклике на нашу статью Л. Д. Стернинсона [1] рассмотрены два вопроса: о параметрах передаточных функций отдельных звеньев эквивалентных групп регулируемых турбин и об определении передаточной функции эквивалентной группы нерегулируемых электростанций энергосистемы.

Авторы согласны с Л. Д. Стернинсоном в том, что приведенные в нашей статье обобщенные параметры передаточных функций групп регулируемых турбин целесообразно использовать тогда, когда при составлении структурной схемы энергосистемы к объекту управления приходится прибегать к объединению значительного числа близких по своим характеристикам турбин в эквивалентные группы. При небольшом же числе привлекаемых к регулированию электростанций и агрегатов вполне возможно получить достаточно простую структурную схему с выделением в ней одиночных агрегатов или групп полностью идентичных агрегатов, комплектуемых однотипными турбинами и котлами. Приведенные Л. Д. Стернинсоном параметры передаточных функций для агрегатов с котлами и турбинами различных модификаций, так же как и указанный диапазон изменения параметров передаточных функций некоторых других элементов регулируемых групп турбин не вызывает возражений.

В своих замечаниях по поводу передаточной функции эквивалентной группы нерегулируемых электростанций Л. Д. Стернинсон проанализировал причины, вызывающие необходимость учета эквивалентных передаточных функций энергоблоков котел — турбина, не работающих в режиме поддержания с помощью САУМ заданной мощности турбин (в дальнейшем именуемых нерегулируемыми энергоблоками) в том числе и таких энергоблоков, у которых по ряду причин не задействованы регуляторы давления или же давление поддерживается изменением мощности турбин с помощью регуляторов «до себя».

Аналогично [2, 3] для энергосистемы с большим удельным весом нерегулируемых энергоблоков, часть которых имеет, а часть не имеет регулирования производительности котлов, в [1] показана возможность приближенной аппроксимации переходного процесса изменения мощности эквивалентного нерегулируемого энергоблока при ступенчатом возмущении открытием клапанов турбины с помощью кривой, которая имеет начальный скачок C , вызванный быстрым изменением расхода энергоносителя в результате открытия клапанов, и последующий участок медленного, близкого к экспоненциальному, изменения мощности с эквивалентной постоянной времени T .

Исходя из этого, применительно к упрощенной структурной схеме изолированной энергосистемы (рис. 1, все величины на схеме приведены в относительных единицах) в [1] выведена следующая передаточная функция эквивалентного нерегулируемого энергоблока:

$$W(p) = D \frac{1 + CTp}{1 + Tp} + (1 - D) \frac{CTp}{1 + Tp} = \frac{D + CTp}{1 + Tp}, \quad (1)$$

D — доля энергоблоков с регулированием производительности котлов.

В [1] было также показано, что при ступенчатом возмущении по нагрузке лишь при $D < C$ переходный процесс изменения частоты с учетом влияния нерегулируемых энергоблоков будет

иметь описанный в [2, 3] характер (рис. 2), причем постоянная времени T_a соответствующей экспоненциальной кривой равна:

$$T_a = T \frac{1 + Ck_p \cdot ck_c}{1 + Dk_p \cdot ck_c}, \quad (2)$$

где

$$k_c = \frac{1}{k_n} \quad (3)$$

— величина, определяемая регулирующим эффектом нагрузки k_n ; $k_{p.c}$ — крутизна характеристики эквивалентного регулятора частоты вращения турбин.

При $D = C$ второй этап переходного процесса изменения частоты отсутствует, а при $D > C$ частота на втором этапе будет экспоненциально убывать, а не возрастать.

По мнению авторов, несмотря на то, что приведенные Л. Д. Стернинсоном формулы (1) и (2) достаточно точно отражают те свойства энергосистемы, которые обусловлены ее статическими характеристиками и длительными переходными процессами в нерегулируемых энергоблоках, практически использовать данные формулы в качестве характеристики эквивалентной группы нерегулируемых турбин в составе структурной схемы энергообъединения как объекта управления по частоте и активной мощности затруднительно, поскольку входящие в указанные формулы параметры D , C и T , как правило, неизвестны. Это обусловлено тем, что в силу ряда причин технические характеристики, режимы работы и параметры настройки систем регулирования производительности энергоблоков во многих случаях существенно отличаются от проектных, а качество эксплуатации и коэффициент использования данных систем не всегда соответствуют предъявляемым требованиям.

В случае изолированной энергосистемы передаточная функция $W_a(p)$ может быть определена по величине ступенчатого возмущения и вызванному им переходному процессу изменения частоты, зарегистрированному в интервале времени около 10 мин и аппроксимированному экспоненциальной кривой вида рис. 2 [2, 3]. Данная передаточная функция следующим образом выражается через параметры, характеризующие переходный процесс рис. 2 [4]:

$$W_a(p) = \frac{1}{k^I} \frac{1}{1 + T_a p} = \frac{1}{k^{II}} \frac{1}{1 + T_1 p}, \quad (4)$$

где $k^I = \frac{\Delta P_H}{\Delta f^I}$, $k^{II} = \frac{\Delta P_H}{\Delta f^{II}}$ — коэффициенты крутизны частот-

ной характеристики энергосистемы, соответствующие согласно терминологии, предложенной в [5], установившемуся режиму после действия АРС и после реакции ТЭС; T_a — постоянная времени экспоненциальной кривой вида рис. 2, а

$$T_1 = T_a \frac{k^{II}}{k^I}. \quad (5)$$

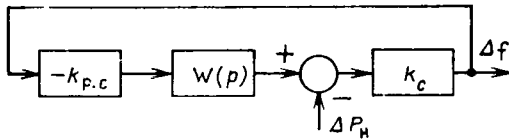


Рис. 1

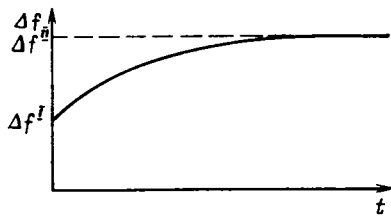


Рис. 2

Передаточная функция $W_a(p)$ следующим образом выражается через характеристики отдельных звеньев схемы рис. 1:

$$W_a(p) = \frac{k_c}{1 + k_c k_{p.c} W(p)}. \quad (6)$$

Задавая все статические коэффициенты в относительных единицах, подставляя (4) в (6) и разрешая получившееся выражение относительно $W(p)$, получим формулу для определения передаточной функции эквивалентной группы нерегулируемых турбин $W(p)$ по экспериментальному изменению частоты:

$$W(p) = \frac{\frac{k^{II} - k_H}{k_{p.c}} + \frac{k^I - k_H}{k_{p.c}} T_1 p}{1 + T_1 p}. \quad (7)$$

Из сравнения (7) и (1) с учетом (5) видно, что расчетные параметры D , C , T , использованные в [1], следующим образом выражаются через экспериментальные параметры k^I , k^{II} и T_1 или T_a :

$$D = \frac{k^{II} - k_H}{k_{p.c}}; \quad (8)$$

$$C = \frac{k^I - k_H}{k_{p.c}}; \quad (9)$$

$$T = T_1 = T_a \frac{k^{II}}{k^I}. \quad (10)$$

Из формул (8) и (9) также видно, что при $D < C$ $k^{II} < k^I$, т. е. отклонение частоты на втором этапе переходного процесса увеличивается (наиболее частый в настоящее время режим). При $D = C$ $k^{II} = k^I$, т. е. второй этап переходного процесса отсутствует, а при $D > C$ $k^{II} > k^I$, что говорит об уменьшении отклонения частоты на втором этапе.

С учетом (8)–(10) выражения (1) и (7), характеризующие передаточную функцию $W(p)$, можно привести к следующему виду:

$$W(p) = C \left(1 - \frac{\left(1 - \frac{D}{C}\right) \frac{k^I}{k^{II}}}{\frac{k^I}{k^{II}} + T_a p} \right) \quad (11)$$

и

$$W(p) = \frac{k^I - k_H}{k_{p.c}} \left(1 - \frac{\left(1 - \frac{k^{II} - k_H}{k^I - k_H}\right) \frac{k^I}{k^{II}}}{\frac{k^I}{k^{II}} + T_a p} \right). \quad (12)$$

В [6] группа нерегулируемых турбин по аналогии с [2, 3] была учтена в виде звена с эквивалентной передаточной функцией

$$W(p) = k \left(1 - \frac{a}{b + T_a p} \right), \quad (13)$$

при этом коэффициент k был объединен с коэффициентом $k_{p.c}$ (см. схему рис. 1) в общий коэффициент $k_{p.c} = k_{p.c} k$. Таким образом, с учетом возможности приведения (1) к виду (11), из сравнения (13) с (11) следует, что передаточная функция вида (13) соответствует передаточной функции (1), предложенной в [1]. Однако, в отличие от параметров передаточной функции (1), параметры k , a , b и T_a передаточной функции (13) определяются непосредственно по кривой переходного процесса изменения частоты:

$$\left. \begin{aligned} k &= \frac{k^I - k_H}{k_{p.c}}; \\ a &= \left(1 - \frac{k^{II} - k_H}{k^I - k_H} \right) \frac{k^I}{k^{II}}; \\ b &= \frac{k^I}{k^{II}}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

В более общем виде по сравнению с формулой (4) передаточная функция $W(p)$ изолированной энергосистемы (например, в случае необходимости использовать более детальное описание моделей нерегулируемых ТЭС [7]) при любом виде детерминированного возмущения по небалансу активной мощности может быть определена из экспериментальных кривых $\Delta P_{тб}(t)$ [или $\Delta P_H(t)$] и $\Delta f(t)$ при аппроксимации их соответствующими операторными выражениями $\Delta P_{тб}(p)$, $\Delta P_H(p)$ и $\Delta f(p)$:

$$W_a(p) = \frac{\Delta f(p)}{\Delta P_{тб}(p)} = - \frac{\Delta f(p)}{\Delta P_H(p)}. \quad (15)$$

После этого непосредственно передаточная функция $W(p)$ эквивалентной нерегулируемой группы турбин данной энергосистемы может быть найдена по следующему выражению, вытекающему из (6) и (3):

$$W(p) = \frac{1}{k_{p.c}} \left(\frac{1}{W_a(p)} - k_H \right). \quad (16)$$

Экспериментальные передаточные функции нескольких взаимосвязанных энергосистем могут быть определены по формулам, приведенным в [5, 8].

Указанные методы определения передаточных функций нерегулируемых энергосистем и эквивалентных групп нерегулируемых турбин могут быть использованы как при постановке специальных экспериментов с созданием искусственных возмущений того или иного вида по небалансу активной мощности энергосистем, так и в эксплуатационных условиях при возникновении подобных существенных по величине возмущений, которые приводят к значительному отклонению частоты (например, при возмущениях, вызванных аварийным отключением линий или мощных энергоблоков). В условиях же нормальной эксплуатации эти передаточные функции могут быть определены по колебаниям частоты и перетоков, вызываемых внеплановыми колебаниями нагрузки, с помощью методов статистической идентификации энергосистем [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стернинсон Л. Д. О значениях некоторых параметров тепломеханического оборудования электростанций и их влиянии на длительные переходные процессы в энергосистемах. — Электричество, 1980, № 12.
2. Андреюк В. А., Левит Л. М. Анализ эффективности систем автоматического регулирования межсистемных перетоков активной мощности с учетом случайного характера колебаний нагрузки объединенных энергосистем. — Изв. НИИПТ. Передача энергии постоянным и переменным током. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1968, сб. 14.
3. Влияние вида регулирования тепловых электростанций на переходный процесс изменения частоты в энергосистеме /М. Я. Вонсович, Е. И. Петряев, М. А. Родиньш, Л. М. Левит. — В кн.: Доклады на Всес. научно-техн. совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. — М.: Энергия, 1969.
4. Алексеев С. В., Федорова Т. Л. Идентификация характеристик энергосистем как объемов управления по частоте и активной мощности. — Электричество, 1981, № 12.
5. Анализ переходных процессов изменения частоты и перетоков мощности по межсистемным связям сложного энергообъединения с учетом влияния тепловых электростанций /С. В. Алексеев, А. М. Машанский, Р. С. Рабинович и др. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 5.

6. Алексеев С. В., Копылов И. Б., Машанский А. М. Описание энергообъединения как объекта управления режимом по частоте и активной мощности. — *Электричество*, 1980, № 12.

7. Рабинович Р. С., Полонская М. А. Модели тепловых электростанций для расчета длительных электромеханических переходных процессов в энергосистемах. — *Электричество*, № 3, 1983.

8. Алексеев С. В., Машанский А. М., Рабинович Р. С. Анализ влияния тепловых электростанций на процессы изменения перетоков мощности по межсистемным связям при небалансе активной мощности. — Тр. ин-та Энергосетьпроект. Методы исследования устойчивости энергосистем и мероприятия по ее обеспечению. 1979.



УДК 621.315.027.875.002.2

Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ

(Статья Ершевича В. В. и Кривушкина Л. Ф., «Электричество», 1983, № 4, с. 12—14)

ШАПИРО И. М.

Обсуждение и дополнительный анализ вопросов, затронутых в статье В. В. Ершевича и Л. Ф. Кривушкина, имеют важное значение не только для улучшения технико-экономических показателей вновь сооружаемых электропередач 750 кВ. Напряжение 750 кВ является в настоящее время высшим напряжением электрической сети в СССР (и за рубежом), и выявленные тенденции развития этой сети, анализ их отличия от прогнозируемых должны быть использованы при проектировании сети следующего класса напряжения.

На современном этапе развития ЕЭС сооружение электропередач 750 кВ направлено на формирование разветвленной сети со сложными режимами работы, изменяющимися с вводом новых блоков на АЭС, присоединенных к этой сети, и новых электропередач.

При введении новых классов напряжения электрических сетей их эффективность определялась для различных значений передаваемой мощности и дальности передачи. Так, например, при введении напряжения 330 кВ электропередачи предназначались для передачи мощности 300—1000 МВт на расстояние 200—600 км [1]. Спустя 10 лет после начала строительства сетей этого напряжения (1970 г.) средневзвешенная нагрузка ВЛ 330 кВ составляла 250 МВт, средняя длина ВЛ — 130 км, а среднее расстояние между источниками питания сети 330 кВ — 300 км. В перспективе, по мере превращения сети 330 кВ в распределительную, эти показатели снижаются.

Применение напряжения 750 кВ считалось экономически оправданным для передачи мощности 1600—2000 МВт на расстояние 300 км и более [2]. При проектировании 13 существующих и сооружаемых ВЛ 750 кВ расчетные нагрузки для выбора конструкции и сечения фазы были приняты в диапазоне 1200—2100 МВт [3].

Фактические данные, как показано в обсуждаемой статье, существенно отличаются от проектных: по электропередаче Донбасс — Западная Украина — в сторону отставания проектных темпов возрастания нагрузки, Ленинград — Москва — опережения. К приведенному в статье можно добавить данные по электропередачам Чернобыльская АЭС — ПС Запорожская и Чернобыльская АЭС — ПС Винница, работающим соответственно 4 и 2 года с максимальными потоками 800—900 МВт (проектные — 1800—1900 МВт). Напрашивается вывод об устойчивости тенденции снижения нагрузок ВЛ 750 кВ по сравнению с расчетными. Проведение мероприятий по дополнительной загрузке электропередач 750 кВ в ОЭС Юга [4] представляется нереальным, так как нагрузки отдельных участков межсистемной сети определяются, главным образом, балансовыми потоками, зависящими от большого количества факторов (сроки ввода блоков на АЭС, темпы роста нагрузок в отдельных энергосистемах, конфигурация сети). Единственным осуществимым мероприятием повышения экономических показателей линий 750 кВ в ОЭС Юга является использование устройств поперечного регулирования напряжения для перераспределения нагрузки между сетями 330 и 750 кВ. Однако, как указано в обсуждаемой статье, величина перераспределения может составить до 400 МВт, что существенно не повлияет на загрузку участков сети 750 кВ.

Электропередача Ленинград — Москва, фактическая загрузка которой оказалась значительно выше расчетной, в течение длительного первоначального этапа работы выполняет функции не межсистемной связи, а транспортной магистрали, предназначенной для выдачи избытков мощности Ленинградской АЭС в ОЭС Центра. Большая загрузка ВЛ объясняется более низкими темпами роста нагрузок ОЭС Северо-Запада, чем

принималось при проектировании электропередачи. В дальнейшей перспективе, с ростом нагрузок в ОЭС Северо-Запада, вводом мощности на АЭС и сооружением новых ВЛ 750 кВ в ОЭС Центра поток мощности по ВЛ Ленинград — Москва существенно снизится.

Средняя протяженность построенных, а также запроектированных и намечаемых к строительству в ближайшие годы ВЛ 750 кВ составляет 280 км, а максимальная дальность передачи электроэнергии, как правило, не более 550 км. Таким образом, практика показывает, что по мере развития отдельных электропередач в разветвленную сеть фактические потоки мощности и дальность передачи оказываются существенно ниже, чем прогнозируемые при первоначальном введении нового класса напряжения электрической сети. Это подтверждается опытом развития электросетей как 330, так и 750 кВ.

Сказанное выше подтверждает правильность выводов [3, 4] о неоправданном разнообразии конструкций и сечений фаз проводов для существующих и строящихся ВЛ 750 кВ. В 1979 г. принято решение об унификации конструкций фазы (5×300 и 5×400 мм²), однако, несмотря на это, продолжается проектирование линий с другими сечениями (например, 5×330 мм²).

Представляют интерес результаты расчета, выполненного для варианта применения фазы 5×300 мм² для названных в обсуждаемой статье линий: Донбасс — Западная Украина и Ленинград — Москва. Расчеты, произведенные по фактическим показателям (максимальные нагрузки и число часов их использования), приведенным в обсуждаемой статье, показали, что при значительно меньшем суммарном расходе провода (на 5,5 тыс. т) ежегодные потери по двум ВЛ уменьшаются на 70 млн. кВт·ч, что равнозначно ежегодной экономии 1,3 млн. руб. (по замыкающим затратам на электроэнергию).

В целях дальнейшей унификации конструктивного выполнения линий представляется целесообразным ограничиться одной конструкцией фазы — 5×300 мм². Согласно выполненным в работе по унификации номенклатуры сечений проводов ВЛ расчетам экономических токовых интервалов для ВЛ 750 кВ с фазами 5×300 и 5×400 мм² экономический токовый интервал для линий с фазой 5×300 мм² составляет 1600 А, что соответствует мощности более 2000 МВ·А и равно натуральной мощности линий 750 кВ.

Анализ развития конфигурации сети 750 кВ позволяет уточнить исходные данные, принятые при проектировании первых подстанций 750 кВ, и унифицировать главные схемы электрических соединений подстанций, так как они могут быть оптимизированы только на основе общей концепции развития сети.

Одной из характерных особенностей настоящего этапа развития сети 750 кВ является сравнительно небольшое количество подстанций 750 кВ (примерно 50% от общего количества коммутационных пунктов сети), так как большинство электропередач предназначены для выдачи мощности АЭС. На подстанциях 750/330 кВ предусмотрена в основном установка двух автотрансформаторов (АТ) мощностью по 1000 МВ·А. Анализ загрузки АТ на подстанциях ОЭС Юга за 5 лет показывает, что она находится в пределах 20—30%. С учетом наличия резервной фазы это указывает на возможность длительной работы подстанций 750 кВ с одним АТ, что должно быть учтено при определении этапности развития схемы.

Фактически к подстанциям в большинстве случаев присоединены две — три ВЛ 750 кВ. Для типового решения представляется целесообразным принять количество линий 750 кВ не более четырех. При определении количества отходящих ВЛ 330 кВ следует исходить из трансформаторной мощности под-

Памяти Бенциона Моисеевича Вула

Советская наука понесла тяжелую утрату. 9 апреля 1985 г. скончался выдающийся советский ученый, член КПСС с 1922 г., Герой Социалистического Труда, лауреат Ленинской и Государственной премий, академик АН СССР Бенцион Моисеевич Вул.

Б. М. Вул родился 22 мая 1903 г. в г. Белая Церковь Киевской области в семье кузнеца. В 1920 г. добровольцем вступил в Первую конную армию, где прошел путь от рядового бойца до политрабantinika. После окончания службы в армии Бенцион Моисеевич был секретарем горкома комсомола в своем родном городе, по путевке комсомола поступил на электротехнический факультет Киевского политехнического института, который окончил в 1928 г.

В 1922 г. Бенцион Моисеевич вступил в партию. В 1924—1925 гг. наряду с учебой в КПИ работал секретарем партийной организации учебно-механического завода КПИ, а в 1925—1927 гг. — заместителем заведующего агитпрома Шулявского райкома г. Киева.

Научную работу Б. М. Вул начал еще будучи студентом. В период выполнения дипломного проекта он был зачислен в аспирантуру КПИ. В 1929 г. Бенцион Моисеевич подготовил работу по электрической очистке газов и защитил ее в Академии наук УССР, получив звание научного сотрудника.

Новый этап в жизни и деятельности Бенциона Моисеевича начался в 1930 г., когда он был принят в повышенную аспирантуру Академии наук СССР при Ленинградском физико-техническом институте. В течение трех лет Б. М. Вул работал в ЛФТИ под непосредственным руководством академика А. Ф. Иоффе. А. Ф. Иоффе и весь коллектив ЛФТИ оказал глубокое влияние на дальнейшее научное развитие Бенциона Моисеевича и его формирование как электрофизика и электроматериаловеда.

К этому периоду деятельности Б. М. Вула относятся работы по изучению обладающего сравнительно высокой диэлектрической проницаемостью диоксида титана — рутила — и использованию сред, содержащих рутил, для устранения краевого эффекта у электродов при воздействии на диэлектрик переменного напряжения, а также исследования электрического разряда в газах при различных давлениях. Бенцион Моисеевич был одним из авторов вышедшей в 1932 г. коллективной монографии «Физика диэлектриков», посвященной «овладевающему наукой и техникой Ленинскому комсомолу» и на долгие годы ставшей настольной книгой специалистов в области электроматериаловедения.

В 1933 г., после окончания аспирантуры, Б. М. Вул организовал в Физическом институте АН СССР лабораторию физики диэлектриков. С этого времени и до последних дней жизни ос-



новная научная деятельность Бенциона Моисеевича протекала в ФИАН, директором которого был академик С. И. Вавилов. В 1934 г. Академия наук СССР и в ее составе ФИАН были переведены в Москву. При большом внимании со стороны С. И. Вавилова и при его поддержке лаборатория Б. М. Вула выросла в крупный научный центр, выполнявший важнейшие работы в области физики диэлектриков, а в последующие годы — в области физики полупроводников.

В 1935 г. Бенцион Моисеевич защитил диссертацию на тему «Электрический пробой диэлектриков» и ему была присуждена ученая степень доктора физико-математических наук; в 1939 г. он был избран членом-корреспондентом АН СССР, в 1940 г. утверждён в ученом звании профессора.

Во время Великой Отечественной войны ФИАН был эвакуирован. Бенцион Моисеевич вел в эвакуации большую и организационную работу в качестве заместителя директора института по научной части и научную — по разработке конденса-

торов для войсковых радиостанций. В качестве диэлектрика этих крайне нужных стране конденсаторов были использованы различные сложные системы оксидов, содержащие диоксид титана, в частности титаны магния и кальция, имеющие соответственно отрицательный и положительный температурные коэффициенты диэлектрической проницаемости. Это дало возможность изготавливать термокомпенсированные керамические конденсаторы, что не только имело большое практическое значение, но и представляло существенный научный интерес как решение одной из конкретных задач главного направления современного электроматериаловедения — получения новых материалов с заранее заданными свойствами.

По возвращении ФИАН в Москву Бенцион Моисеевич продолжал работы по изучению электрических свойств титаносодержащих соединений, в частности титанатов металлов, имеющих более высокую по сравнению с магнием и кальцием атомную массу. При этом им было сделано исключительной важности открытие — обнаружение (порядка 10^3) относительной диэлектрической проницаемости и сегнетоэлектрических свойств у титаната бария BaTiO_3 . До того времени единственным находившимся некоторое, хотя и весьма ограниченное, практическое применение сегнетоэлектрическим материалом была сегнетова соль $\text{NaKC}_4\text{H}_4\text{O}_6 \cdot 4 \text{H}_2\text{O}$.

Сегнетова соль, получавшаяся в виде выращиваемых из входных растворов монокристаллов, обладает весьма узким температурным интервалом наличия сегнетоэлектрических свойств, мало технологична, гигроскопична и растворима в воде. В отличие от сегнетовой соли титанат бария может быть получен не толь-

станций 750/330 кВ и средней пропускной способности линий 350 кВ. Сопоставление этих данных показывает, что в перспективе число ВЛ 330 кВ, отходящих от одной подстанции, не должно превышать шести (на действующих подстанциях — 4—5).

Таким образом, для подстанций 750/330 кВ должна быть разработана унифицированная схема электрических соединений с учетом общего количества присоединений на стороне 750 кВ — 6, на стороне 330 кВ — 8.

С учетом изложенного ОРУ 750 кВ целесообразно выполнять по схеме «трансформаторы — шины с полуторным присоединением линий» (типовая 750—16) вместо принятой для первых подстанций полуторной схемы (типовая 750—17). Последнюю, как и схему «трансформаторы — шины с присоединением линий через два выключателя» (750—15), по-видимому, целесообразно исключить из числа типовых.

Опыт освоения и развития сети 750 кВ указывает, что при определении основных параметров электрической сети нового класса напряжения перспектива 15—20 лет, для которой выполняются технико-экономические исследования, может ока-

заться недостаточной. Это в первую очередь касается электрических сетей СВН напряжением 750 кВ и выше, для которых этот срок должен быть близким к сроку службы (не менее 30 лет). Учитывая большую неопределенность исходной информации на столь далекую перспективу, при разработке общей концепции необходимо в большей степени руководствоваться общими закономерностями развития сетей, как справедливо указывают авторы обсуждаемой статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грюнталь Ю. Л., Шеренцис А. Н. Электропередачи 330 кВ, их характеристики и перспективы в СССР. — Электричество, 1959, № 9.
2. Волькенау И. М., Зейлигер А. Н., Хабачев Л. Д. — Экономика формирования электроэнергетических систем. — М. Энергия, 1981.
3. Шапиро И. М. Пути повышения эффективности сооружения ВЛ 750 кВ. — Энергетическое строительство, 1978, № 12.
4. Шеренцис А. Н. Отклик на статью «Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ». — Электричество, 1984, № 8.

ко в виде монокристаллов, но и в виде керамического материала, что дает возможность легко изготавливать из него изделия любой формы; его температура точки Кюри достаточно высока (порядка -125°C); он механически прочен и влагостоек; могут быть использованы и его пьезоэлектрические свойства. Более того, открытие нового сегнетоэлектрика — титаната бария, обладающего простой кристаллической решеткой типа перовскита, дало импульс к получению в СССР многих аналогичных керамических сегнетоэлектриков с регулируемыми значениями диэлектрической проницаемости и температуры точки Кюри.

В предисловии к изданному Академией наук СССР сборнику «Титанат бария», содержащему материалы проводившегося в 1970 г. в ФИАН семинара, посвященного 25-летию открытия сегнетоэлектрических свойств у титаната бария, Оргкомитет семинара отметил: «Открытие сегнетоэлектрических свойств у титаната бария действительным членом АН СССР. Б. М. Вулом в 1944—1945 гг. явилось подлинной революцией в развитии работ по физике сегнетоэлектриков и внедрении их в промышленность... Из сегнетоматериалов изготавливаются в настоящее время в огромных количествах конденсаторы и пьезоэлементы различных назначений. Сегнетоматериалы нашли применение в квантовой электронике, СВЧ технике и других областях новой техники». В статье в этом сборнике сам Бенцион Моисеевич писал: «Первые образцы титаната бария мы измерили 6 ноября 1944 г., был канун праздника... Я понял, что мы получили большой подарок к великому празднику... Трудно было предвидеть сегнетоэлектрические свойства у титаната бария, но после того как они были обнаружены, легко было надеяться, что ему предстоит большое будущее. Прошедшие 25 лет оправдали эти надежды».

За открытие и исследование сверхвысокой диэлектрической проницаемости титаната бария Б. М. Вулу в 1946 г. была присуждена Государственная премия СССР.

Большой интерес представляют проводившиеся Б. М. Вулом работы по исследованию влияния ионизирующих излучений на различные диэлектрики. При этом были установлены основные закономерности изменения удельной электрической проводимости диэлектриков под действием интенсивного гамма-излучения. Как указывалось выше, в дальнейшем (с конца 40-х годов) руководимая Бенционом Моисеевичем лаборатория ФИАН переключилась на исследования и разработки в области полупроводников. Переход к новой тематике был вызван необходимостью развития научных основ бурно развивающейся отрасли новой техники — полупроводниковой электроники; в то же время этот переход не представлял собой принципиального изменения научной тематики и по сути дела являлся дальнейшей ступенью в изучении физики веществ, обладающих различной шириной запрещенной зоны энергетических состояний электронов — большей у полупроводников и меньшей у диэлектриков, так что по сути дела различие между диэлектриками и полупроводниками — лишь количественное (ведь А. Ф. Иоффе и титанат бария называл полупроводником!).

В ходе исследований в лаборатории Б. М. Вула впервые в СССР были выращены монокристаллы германия и исследованы неравновесные процессы в них, созданы плоскостные полупроводниковые диоды и транзисторы и детально исследованы *p-n*-переходы, линейный пробой и туннельный эффект в полупроводниках. Работы по исследованию *p-n*-переходов при гелиевых температурах заложили основу развития криогенной полупроводниковой электроники, а на основе исследования фотоэлектрических свойств полупроводников были изготовлены первые в СССР солнечные элементы.

В 1958 г. Б. М. Вулом (совместно с Н. Г. Басовым и др.) был предложен метод создания инверсной населенности носителей заряда в полупроводниках в сильном электрическом поле. На этой основе в ФИАН был изготовлен первый полупроводниковый (на арсениде галлия) квантовый генератор (лазер). За фундаментальные исследования, приведшие к созданию полупроводниковых квантовых генераторов, Б. М. Вулу (совместно с другими участниками работы) в 1964 г. была присуждена Ленинская премия.

В дальнейшем под руководством Бенциона Моисеевича велись важнейшие работы по теллуриду кадмия — полупроводнику, перспективному для изготовления детекторов и счетчиков радиоактивного излучения и для преобразования лучистой энергии в электрическую, по компенсированным полупроводникам, ситонам в полупроводниках, разработке и исследованию различных сверхпроводниковых устройств и т. д.

Бенцион Моисеевич — крупнейший авторитет в области электроматериаловедения — неоднократно подчеркивал, что электротехнические, в том числе полупроводниковые материалы, «образуют основу основ всего здания современной электротехники, электроники, радиотехники, автоматики, вычислительной техники». Открывая IX Международную конференцию по физике полупроводников (Москва, 1968 г.) он сказал: «Применение металлов позволило человеку переложить на машины непосильный для него физический труд, а применение полупроводников — умственный... Коль скоро полупроводники стали неотъемлемым и важнейшим элементом электронновычислительных систем, свободных в своих действиях от ограничений, свойственных человеку, исследования полупроводников будут и впредь развиваться, так как очевидно, что дальнейший рост производительности умственного труда окажется для человечества такой же неизбежной необходимостью, как и развитие производительности физического труда». Бенцион Моисеевич считал, что усовершенствование полупроводниковых фотоэлементов может «сделать вполне реальную перспективу прямого преобразования энергии солнечного света в электрическую не только для освоения космоса, но и для ослабления энергетического кризиса на Земле». Ему принадлежит и очень глубокое высказывание: «... Почти все, что исследуется в полупроводниках, в конечном счете оказывается полезным для практики».

В 1969 г. Б. М. Вулу было присвоено высокое звание Героя Социалистического Труда. Он был также награжден пятью орденами Ленина, орденами Октябрьской Революции, Красной Звезды, «Знак Почета», многими медалями. В 1972 г. Бенцион Моисеевич был избран действительным членом Академии наук СССР.

Б. М. Вулом опубликовано более 250 фундаментальных научных трудов. В журнале «Электричество» были напечатаны его статьи: «Краевой эффект при электрическом пробое» (совместно с А. Ф. Иоффе, 1931, № 12); «Механизм короны в газах» (1933, № 2); «Вещества с высокой и сверхвысокой диэлектрической проницаемостью» (1946, № 3); «Современное состояние физики диэлектриков» (1949, № 1); «Физические предпосылки технического использования полупроводников» (1955, № 7). Велика роль Бенциона Моисеевича и как выдающегося популяризатора научных знаний. Будучи членом редакционной коллегии Большой Советской Энциклопедии (2-е издание) и главным редактором Физического энциклопедического словаря, он во многом способствовал высокому уровню этих изданий и лично составил для них ряд статей по ключевым вопросам физики и электроматериаловедения. Большое участие Б. М. Вул принимал и в разработке фундаментальных философских вопросов развития физики.

Бенцион Моисеевич на протяжении многих лет был председателем Всесоюзного бюро электрической изоляции (ныне — Секция электрической изоляции НТОЭ и ЭП имени академика Г. М. Кржижановского), председателем Комиссии по диэлектрикам АН СССР и Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Физика и химия полупроводников», являлся организатором и руководителем целого ряда научных конференций в СССР, а также виднейшим прогрессивным деятелем научной общественности в международных организациях. Он был активным участником ряда Пагуошских конференций; многие годы был членом совета Европейского физического общества и вице-председателем Международного союза чистой и прикладной физики. В 1982 г. он был награжден Президиумом Чехословацкой Академии наук золотой медалью «За заслуги перед наукой и человечеством».

Весьма велика роль Бенциона Моисеевича в воспитании высококвалифицированных научных и инженерных кадров. В разное время он вел преподавательскую работу в Киевском и Ленинградском политехнических институтах и в Военно-воздушной академии имени Н. Е. Жуковского. Многие его ученики, в том числе сотрудники и аспиранты ФИАН, стали кандидатами и докторами наук, профессорами, руководителями научных учреждений и кафедр вузов.

Высоко принципиальный и требовательный к сотрудникам и ученикам, Бенцион Моисеевич в то же время был человеком очень простым и скромным, внимательным и исключительно доброжелательным. Светлую память о Бенционе Моисеевиче Вуле навсегда сохраняют в своих сердцах его друзья, сотрудники, ученики.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество»



Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1985 г.

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.	Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Теоретическая электротехника					
Захаров А. Г., Кадников С. Н., Юркевич В. М. — Расчет интегральных параметров электродной системы из двух полых сферических сегментов	1	47	Исерлис Ю. Э., Урьев А. М. — Моделирование магнитного поля тела произвольной формы с помощью системы элементарных источников	6	67
Абурджания А. К., Котия К. А., Муселиани Т. Г., Никурадзе Н. А. — О чувствительности мостовых измерительных схем	1	50	Иванов-Смоленский А. В. — Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по натяжениям	7	12
Чемерис В. Т., Подольцев А. Д., Васьковский Ю. Н., Петровский В. П. — Применение индуктивного накопителя энергии для ускорения проводящих тел	1	53	Мустафа Г. М. — Машинный анализ трехфазных схем	7	21
Рудаков В. В. — Эффективность экранирования конденсаторной обкладки	1	71	Астахов В. И. — Электромагнитный расчет проводящего диска	7	32
Страхов С. В. — Методы расчета переходных электрохимических процессов в электроэнергетических системах	2	1	Кирьяков А. М. — Применение внешних конечных элементов при расчете плоскопараллельных потенциальных полей	7	67
Дорожко Л. И. — Передача энергии через ферромагнитную среду между взаимно ортогональными контурами	2	33	Шаталов А. С. — Дискретные и непрерывные спектры периодических коммутированных процессов	8	34
Демирчян К. С., Бутырин П. А., Калугин Е. И. — Аналитические решения уравнений состояния электрических цепей	2	42	Цейтлин Л. А., Шукин А. В. — Сферический электромагнитный экран в переменном магнитном поле произвольного вида	8	41
Говорков В. А. — Закономерности сохранения мощностей в электромагнитном поле	2	47	Романов В. П., Усиков В. Д. — Нахождение функции Грина для области, ограниченной параллельными плоскими поверхностями	8	60
Вадачкория Г. В. — Составление схем параметрических источников тока на основе использования теоремы об эквивалентном источнике напряжения	2	50	Бронников А. Н., Петров В. М., Поляков Б. Г. — Определение первой гармоники несинусоидального заряда сегнетоконденсатора на инфранизких частотах	8	61
Гарасько Г. И. — Функции Грина для расчета постоянного осесимметричного магнитного поля в сложной магнитной системе	2	52	Платонова Е. В. — О джоулевых потерях в RLC-разрядном контуре с учетом сопротивления искры	8	72
Скворцов Б. В. — Расчет электрического поля в тонких неоднородных пленках	2	55	Иванов-Смоленский А. В. — Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по их объемной плотности	9	14
Генералов А. П. — Конденсатор с двумя отрезками длинных линий с потерями	3	64	Чабан В. И. — О диакопике нелинейных электрических цепей	9	63
Кац Р. А. — К обоснованию расчета емкости проводников методом подобластей	3	68	Цатурян А. И. — К теории гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле	10	40
Скворцов Б. В., Алейников Л. В. — Синтез электрических полей в тонких однородных пленках	3	71	Карепов А. Г. — Расчет электрических цепей с помощью топологических таблиц	10	61
Резвых К. А. — Погрешность метода конечных разностей в электростатических задачах со сложной конфигурацией границ	4	22	Резвых К. А., Романов В. А., Ярмаков И. Г. — Модифицированный метод релаксации для исследования электростатических полей	11	10
Аранчий Г. В. — Об установившейся реакции линейной цепи на воздействие в виде многоинтервальной кусочнонепрерывной периодической функции	4	48	Штейнберг Г. Я., Кавлашвили И. В., Гурули Г. Г. — Многоконтурные ортогональные магнитные системы для создания однофазных полей в объеме помещений	11	56
Бунин А. Г., Виногрев М. Ю. — Об одном методе расчета индуктивностей круговых колец прямоугольного сечения	4	52	Антик И. В. — О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы трансформаторов	11	59
Юдин В. В. — К анализу процессов в параметрической магнитосвязанной цепи	4	55	Коноплева Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. — О динамике магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине	12	41
Немков В. С. — Расчет плоскопараллельных систем индукционного нагрева по обобщенному методу связанных контуров	4	56	Белоусов Ю. Н., Макаров Е. Ф., Череватый А. В., Шнырев Г. Д. — К расчету магнитного поля квазистационарных токов в системах с цилиндрическими границами	12	62
Назарян А. Г., Маилиян А. Л., Аджемян Э. Х. — Определение электромагнитных сил при расчетах магнитного поля	4	58	Электротехнические материалы		
Иванов-Смоленский А. В. — Определение электромагнитных сил в нелинейных магнитных системах по изменению энергии при малом перемещении	5	27	Лапшин В. А. — О взаимосвязи срока службы и электрической прочности высоковольтной электрической изоляции	1	11
Быструев А. К. — Комбинаторный подход к задаче синтеза пассивных двухполюсников	5	41	Маслов В. В. — Расчет поглощенной энергии при взаимодействии нейтронов термоядерного синтеза с электроизоляционными материалами	2	37
Ким Ги-шен — Гармоники в нелинейном колебательном контуре	5	71	Борисова М. Э., Койков С. Н., Скорняков Ю. А. — Влияние облучения на срок службы полиэтилентерефталата при ограничении частичных разрядов	2	64
Зезюлькин Г. Г. — Анализ цепей с кусочно-синусоидальной амплитудной модуляцией	6	43	Шувалов М. Ю., Глейзер С. Е., Ларина Э. Т. — Исследование переходных процессов в изоляции кабелей постоянного тока	3	49
Иванов В. Т., Глазов Н. П., Махмутов М. М. — Расчет трехмерных электрических полей в неоднородной среде с протяженными тонкими цилиндрическими электродами	6	48	Месенжик Я. З., Еремеев Г. В., Прут Л. Я., Тянь И. С. — Влияние условий хранения и эксплуатационных факторов на электрические характеристики полимерной изоляции геофизических кабелей	3	
Аполлоновский С. М., Татлиев А. Ф., Якушенко Е. И. — Расчет сетчатых экранирующих оболочек для электрических машин	6	55	Ермуратский П. В., Усков А. В. — К аналитическому описанию диэлектрической проницаемости пенополиэтиленовой изоляции	3	55
Лотоцкий А. П. — Об эффективности передачи магнитной энергии из индуктивных накопителей	6	64	Пешков И. Б. — Новые направления в разработке методов определения ресурса кабелей и проводов	4	20

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Чунчин В. А. — Разрядные характеристики опорных изолирующих конструкций из электроизоляционного бетона

6 23

Месенжников Я. З. — Расчет проводимости изоляции при многофакторном воздействии

6 66

Пономарев Л. Т. — Новая высоковольтная конструкция изоляции

7 9

Гегле О. С., Ушаков В. Я. — Метод определения «кривых жизни» монолитной полимерной изоляции

8 65

Баженов О. А., Миткин Ю. А. — Определение токопроводящих включений в электроизоляционных пленках с использованием дисперсной магнитной системы

8 68

Поляков В. И. — Интегральный критерий теплового состояния изоляции электрических машин

9 49

Электроэнергетика

Ершевич В. В. — О новой ступени напряжения электрических сетей переменного тока

1 1

Кузьмин Я. Ф., Арумс А. Э. — Оценка проектных вариантов электрических сетей по условиям влияния на окружающую среду

1 7

Засыпкин А. С., Рогачевский В. И., Френкель В. Ю. — Релейная защита трансформатора с расщепленными обмотками

1 14

Денисенко Н. А., Хоффманн И. — Автокорреляционные функции электрических нагрузок и напряжений в системах электроснабжения

1 42

Торбенков Г. М., Резник Л. Ф. — Проблемы и методы измерения частоты и фазы переходных процессов электроэнергетических систем

2 9

Бортник И. М., Бурак С. Ф., Ольшванг М. В., Ратута И. П. — Статические тиристорные компенсаторы для энергосистем и сетей электроснабжения

2 13

Будзко И. А., Левин М. С. — Энергетически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий

2 19

Вершинин Ю. Н., Якимец И. В. — Токоограничивающие выключатели трансформаторного типа с управляемыми сверхпроводниковыми экранами

3 1

Бендик Н. Т., Комиссаржевский Н. Е. — Вольтамперные характеристики длинномерных образцов сверхпроводникового кабеля

3 18

Совалов С. А., Баринев В. А. — Использование линеаризованных математических моделей для анализа и управления режимами электроэнергетических систем

4 1

Веников В. А., Погосян Т. А. — Ускорение расчета электромеханических переходных процессов в электрических системах одновременным решением дифференциальных и алгебраических уравнений

4 16

Фархадзаде Э. М. — Повышение точности расчета показателей надежности электроустановок

5 11

Молодиов В. С. — Условия оптимальности построения сложноразветвленной электрической сети

5 17

Мизюрин С. Р., Бочаров В. В., Резников С. Б., Смирнов С. В. — Инвариантное регулирование в автономных электроэнергетических системах постоянного тока

5 23

Синьков В. М., Астахов Ю. Н., Блок В. М., При-така И. П., Козырский В. В. — Номограммы для определения сроков реконструкции линий электропередачи

5 64

Тарнижевский М. В., Михайлов В. И. — Моделирование суточных графиков электрических нагрузок коммунально-бытовых потребителей методом ортогональных разложений

5 66

Веников В. А. — Системный подход к проблемам электроэнергетических систем

6 1

Володин В. В., Гамм А. З., Гришин Ю. А., Поламарчук С. И., Плотников И. Л. — Экспресс-анализ режимов электроэнергетических систем на основе оценивания состояния

6 4

Будзко И. А., Зуль Н. М., Тисленко В. В., Афонин В. В. — Определение оптимальной надежности систем электроснабжения сельскохозяйственного назначения

6 10

Манусов В. З., Монсеев С. М. — Исследование вероятностных характеристик токов несимметричных коротких замыканий

6 19

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Глинттерник С. Р. — Частотные характеристики схем статических компенсаторов в электрической системе

6 53

Александров Г. Н., Коротков В. В. — Исследования на моделях электрической прочности многоэлектродных изоляционных систем подстанций при коммутационных перенапряжениях

7 1

Колонский Т. В. — Повышение эффективности двухступенчатого противоаварийного управления энергосистем

7 49

Поляков В. Е., Троценко А. А. — Синтез логической части устройств релейной защиты и автоматики

7 52

Колосюк В. П., Миц В. Н., Ресьян А. К. — Расчет токов утечки в трехфазной сети, питающей нагрузку через выпрямитель

7 54

Гордеев В. И., Демура А. В. — Оценка предельных значений потерь электроэнергии в магистральных сетях

7 59

Емельянов В. И., Крайчик Ю. С., Минин В. Т. — Гармоники тока нулевой последовательности в цепях с вентиальными преобразователями

7 65

Глебов И. А., Демирчан К. С., Вершинин Ю. Н., Башкиров Ю. А. — Проблемы использования сверхпроводимости в электроэнергетике

8 1

Крикунчик А. Б. — Вопросы развития электрических сетей

8 4

Малый А. С. — Защита линий электропередачи от однофазных коротких замыканий

8 9

Соколов С. Е., Бикташев Ш. Ш. — Управляемые реакторы с пульсирующим магнитным полем для компенсации реактивной мощности в электрических сетях

8 15

Жежеленко И. В., Липский А. М., Саенко Ю. Л. — Определение эквивалентного тока нагрева проводников в системах электроснабжения промышленных предприятий

8 19

Легун В. М. — Расчет эквивалентных характеристик и относительных приростов потерь активной мощности группы электростанций

8 45

Синельников В. Я., Казанский С. В., Ланда М. Л. — Защита силовых трансформаторов электрических сетей при аварийных перегрузках

8 46

Арнон В. Д., Романчук В. И., Гаврилашен-ко Ю. А. — Выбор рационального состава типоразмеров электросетевых объектов и оборудования при автоматизированном проектировании

9 1

Керимов А. М., Гурфинкель Е. Б., Степанов А. С. — Расчет потерь электроэнергии в распределительных сетях

9 5

Самородов Г. И. — Фазовое уравнение и его использование для расчета поточкораспределений в электрических системах

9 10

Булычев А. В., Ванин В. К. — Анализ входных преобразователей сигналов для устройств релейной защиты на интегральных микросхемах

9 13

Шейнкман А. Г., Шейко П. А., Пушкина Г. А. — Некоторые режимы коротких замыканий блока генератор-трансформатор 1200 МВт для испытаний устройств релейной защиты

9 55

Алексеев С. В., Дудалева Т. А., Машанский А. М., Орлова М. П., Пономарева А. Н., Сафонова Л. А., Суркова В. Ф. — Цифровая система автоматического управления режимом ОЭС по частоте и активной мощности

10 1

Баламетов А. Б., Мамедяров О. С. — Расчет установившегося режима сложных электрических сетей методом Гаусса — Зейделя с вторичной коррекцией

10 7

Решетов С. А. — К вопросу о размещении электрооборудования в системах электроснабжения

10 46

Колонский Т. В. — Особенности противоаварийного управления слабыми и жесткими связями в энергообъединениях

10 49

Ковалев А. П., Сердюк Л. И. — Метод расчета надежности сложных схем систем электроснабжения с учетом восстановления элементов

10 52

Александров Г. Н., Подпоркин Г. В. — Оптимизация конструктивных параметров ВЛ 35—220 кВ

11 1

Корсунцев А. В. — Волновые характеристики расщепленного провода воздушной линии электропередачи при импульсной короне

11 6

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Будовский В. П., Зинченко В. Ф. — Необходимые условия возможности и достаточности непрерывного логического контроля устройств релейной защиты	11	44
Комлев Ю. М. — Способ учета корреляции графиков активной и реактивной нагрузки головного участка разомкнутой сети 6—110 кВ при расчете потерь электроэнергии	11	46
Зельцбург Л. М., Карпова Э. Л. — О методике определения годовых нагрузочных потерь электроэнергии	11	49
Щедрин О. П. — Эквивалентирование линий при выборе сечений проводов разветвленных разомкнутых сетей	11	52
Блоцкий Н. Н., Мамиконянц Л. Г., Шакарян Ю. Г. — Исследование и применение асинхронизированных машин в электроэнергетических системах	12	1
Берман А. П. — Расчет несимметричных режимов электрических систем с использованием фазных координат	12	6
Черненко П. А., Прихно В. Л. — Оперативный расчет стационарного режима энергообъединения при недостатке телеизмерений	12	12
Гриднева Т. Т. — Влияние систем «трос — опоры» на ток заземлителя при однофазных коротких замыканиях	12	21
Амирян Р. А., Шарабханян И. И. — Эквивалентирование сложных электроэнергетических систем при расчетах установившихся режимов	12	45
Техника высоких напряжений		
Евлампиев С. Б., Калыцкий И. И., Коршунов Г. С. — Влияние многократных пробоев на рядные характеристики газовых промежутков	1	45
Раков В. А. — К оценке параметров распределения токов молнии с учетом нижнего предела измерения их амплитуд	2	57
Костенко М. В. — Сопротивление канала главного разряда молнии	3	5
Лачугин В. Ф., Левиуш А. И. — Влияние на работу высокочастотной защиты ударов молнии, не вызывающих короткого замыкания ВЛ	3	11
Горин Б. Н. — Математическое моделирование главной стадии молнии	4	10
Ларионов В. П., Кокуркин М. П., Мосолов А. Е., Прохоров Е. Н., Сергиевская И. М. — Определение поражаемости объекта молнией	7	72
Трунов О. К., Гапонов И. М., Лупейко А. В., Сысоев В. С. — К методике исследований молниезащиты самолетов на моделях	9	58
Бортник И. М., Иерусалимов М. Е., Борин В. Н., Вариводов В. Н., Вертиков В. П., Ильенко О. С., Кузьмина Е. Г. — Оценка требований к состоянию поверхности электродов в элегазовой изоляции	10	54
Костенко М. В. — Обобщенное правило эквивалентной волны для многопроводных линий	12	16
Электрические машины		
Луковников В. И., Грачев С. А., Гусев А. М. — Формирование механических характеристик управляемых асинхронных двигателей малой мощности	1	37
Шакарян Ю. Г., Загорский А. Е., Королев В. А. — Расчет переходных процессов в двигателях двойного питания	1	58
Беспалов В. Я., Мощинский Ю. А., Мовсесян С. Ж. — Электромеханические процессы в асинхронном двигателе в режиме частых пусков	1	62
Бояджян С. Г., Бояджян С. С., Читечян В. И. — К применению метода конечных разностей для расчета магнитных полей в активных зонах электрических машин	1	65
Лупкин В. М. — Обобщение методов приведения и аналитического решения уравнений несимметричных электрических машин	2	22
Курбасов А. С. — Целесообразность и возможность использования электрических машин дисковой конструкции	2	29
Колесниченко Н. А., Сендюров В. М. — Использование условий несимметрии для расчетов установившегося режима системы синхронный генератор — мостовой выпрямитель	2	61
Бут Д. А. — Особенности расчета высокоиспользуемых синхронных генераторов для автономных энергоустановок	3	23

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Овчинников И. Е., Плехтына Е. Г., Рябов В. Н. — Автоматизированная система моделирования регулируемых бесколлекторных электрических машин	3	30
Алиханян К. А. — Способ преобразования схемы замещения асинхронного двигателя	3	63
Сонин Ю. П. — Статические характеристики машины двойного питания в режиме вентильного двигателя	4	62
Алиевский Б. Л. — Расчет добавочных потерь в униполярных машинах постоянного тока	4	65
Хуторецкий Г. М., Варшавский В. Д., Цукерман И. А. — Расчет и анализ теплового режима ротора мощного криотурбогенератора	5	53
Белошенко В. И., Волчуков Н. П., Чернявская М. В. — Влияние уравнивающих соединений на коммутацию машин постоянного тока с двухходовыми несимметричными обмотками якоря	5	55
Афанасьев А. А. — Расчет магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины	6	27
Орел О. А. — Потери и компенсирующая способность синхронных машин в номинальных режимах	6	58
Беспалов В. Я., Кузнецов В. В., Соколова Е. М., Сорокин Л. К. — Исследование параметров линейного асинхронного двигателя методом проводимости зубцовых контуров	7	62
Афанасьев А. А. — Магнитное поле в воздушном зазоре электрической машины с двухсторонней зубчатостью сердечников	8	22
Фриджибашян Э. С. — Метод дискретно-аналогового моделирования магнитных полей в электрических машинах	8	26
Токарев Б. Ф., Тодос П. И., Лубсанов А. А. — Температурное поле активной части якоря двигателя постоянного тока с жидкостным заполнением	8	39
Данилевич Я. Б., Ганжинов И. С., Гурьев Ю. Л., Иванов С. А. — Распределение температуры в оболочках ротора сверхпроводникового турбогенератора	8	48
Каримов Х. Г., Тупогуз Ю. А. — Формализация составления схем многофазных совмещенных обмоток электрических машин	8	51
Шакарян Ю. Г., Читечян В. И., Арутюнян М. В. — Автономный асинхронизированный генератор с возбуждением от источника с высшими гармоническими э.д.с.	9	28
Власов Е. Н., Ходжаев К. Ш. — Управление нестационарными процессами вентильного генератора, питающего индуктивный накопитель энергии	9	32
Эпштейн И. И. — Исследование устойчивости асинхронного двигателя	9	37
Говгаленко В. П., Аванесов М. А. — Электромагнитный расчет асинхронных машин с несколькими несимметричными обмотками	9	44
Мамедшахов М. Э., Нежинская М. М., Николаева Н. С., Тозони О. В. — Построение расчетной модели поля в зазоре линейного асинхронного двигателя	10	
Загорский А. Е., Аракелян А. С. — Алгоритм расчета характеристик асинхронной машины, работающей с роторным статическим преобразователем	10	56
Мартынов В. А. — Учет взаимного перемещения зубчатых сердечников при расчетах установившихся режимов синхронных машин численными методами	10	59
Алексеев И. И., Зечихин Б. С., Клейман М. Г., Старовойтова Н. П. — Особенности электромагнитного расчета генераторов с редкоземельными постоянными магнитами	11	27
Варлей В. В. — Статическая устойчивость электродвигателей с электромеханической редукицией частоты вращения	11	31
Поклонов С. В., Феофанова Н. А., Фильчаков В. В. — Электромагнитное поле и потери в массивном роторе асинхронной электрической машины	11	36
Смирнов А. Ю., Болнов В. А., Шашкин С. Л. — Математическая модель экранированного шагового двигателя	11	40
Петленко Б. И., Чанов Л. Г. — Квазистатические измерения механической характеристики линейного асинхронного двигателя	11	63
Горячев О. В., Трегубова Е. С. — Расчет магнитостатического поля двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением	12	56

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Свечарник Д. В. — О предельной добротности электрических двигателей	12	59
Преобразовательная техника		
Васильев А. С., Кошелев П. А. — Передаточные функции вентильных преобразователей в системах электропитания при малых возмущениях	1	17
Семенов А. Н., Романычева Г. В. — Погрешность дискретности измерительного преобразователя мощности время-импульсного типа	1	22
Обрусник В. П., Кобзев А. В., Шадрин Г. А. — Анализ токов в преобразователях с широтно-импульсным регулированием переменного напряжения	3	37
Струнский М. Г., Горбов М. М. — Расчет выходной мощности трехэлектродного преобразователя	3	42
Добрусин Л. А. — Широкополосные фильтрокомпенсирующие устройства для тиристорных преобразователей	4	27
Зборовский И. А. — Компенсированный двенадцатифазный преобразователь с реактором-трансформатором	4	31
Хохлов Ю. И., Красногорцев И. Л. — Схемы и характеристики компенсированных многофазных преобразовательных систем с конденсаторами, работающими при повышенной частоте	4	38
Федорова И. А., Кузнецов А. П., Шилин Л. Ю. — Анализ импульсного стабилизатора напряжения с интегральной широтно-импульсной модуляцией	4	60
Голубев В. В., Липковский К. А. — Расчет энергетических характеристик однофазных трансформаторно-ключевых преобразователей переменного напряжения	6	31
Антонов Б. М., Султанов А. Т. — Влияние пульсаций тока инвертора на коммутационную устойчивость сумматора тока электродов МГД-генератора	6	37
Иванчура В. И., Соустин Б. П., Чубарь А. В. — Исследование многосвязной системы электропитания с полупроводниковыми преобразователями	6	69
Исхаков А. С. — Выпрямитель в режиме прерывистого тока	7	38
Беркович Е. И. — Устойчивость в целом замкнутой системы регулирования с широтно-импульсным преобразователем	7	44
Стеблев Ю. И., Буров В. Н., Денисов В. А. — Расчет параметров электромагнитного преобразователя при неразрушающем контроле механических напряжений в металлах	8	58
Хожанов А. И., Поляков С. С. — Униполярный индукторный преобразователь с герметичным жидкометаллическим контактом	9	64
Магазинник Г. Г., Мельников В. Л. — Расчет гармонических составляющих выпрямленного тока многопульсных ведомых сетью преобразователей с произвольными силовой схемой и законом управления	9	66
Белов Г. А. — Расчетные модели преобразователей постоянного напряжения с частотно-фазовым управлением	10	27
Антонов Б. М., Случанко Е. И., Султанов А. Т. — Способ суммирования токов электродов МГД-генератора	11	22
Шевчук С. Н., Наумов В. С. — Математическое моделирование нестационарных процессов в зарядных полупроводниковых преобразователях с промежуточным звеном повышенной частоты	11	55
Булатов О. Г., Лабунцов В. А., Шитов В. А. — Особенности применения принудительной коммутации в ведомых сетью преобразователях	12	30
Быков Ю. М., Григораш А. И., Иванова М. И., Коган А. Л. — Микропроцессорные системы импульсно-фазового управления вентилями	12	37
Новожилов О. П. — Ферромагнитные преобразователи числа фаз и частоты	12	49
Электрические аппараты и трансформаторы		
Вишневский Ю. И., Игнатьева Л. Е., Крижанский С. М., Янова Т. В. — О моделировании дугогасительных камер продольного дутья	1	69
Ильин Г. П. — Математическая модель магнитной муфты на постоянных магнитах	4	43

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Амромин А. Л., Лейтес Л. В., Митрошина А. С., Роганкин М. А. — Расчет параметров фазосдвигающего автотрансформатора с двумя вторичными обмотками	5	57
Фурса О. И., Корольков В. Л. — Исследование синхронизированного отключения токов короткого замыкания взрывом	5	69
Данильчук А. А. — Расчет магнитного поля и параметров броненного электромагнита	6	61
Подольцев А. Д., Пигнастий С. С. — Влияние скин-эффекта на энергетические показатели импульсного безжелезного трансформатора	7	56
Филиппов А. А. — Расчет электрических полей в песочершенных диэлектриках	7	69
Таев И. С., Рагулин И. А. — Исследование коммутации тока на основе планирования эксперимента	8	62
Карпенко Л. Н., Скорняков В. А., Иткин А. Е., Талпаларь Г. М. — Расчет кратковременного нагрева жидкометаллической контактной системы	12	26
Куручкин А. К., Лепер Д. П., Чучукин Г. В. — Применение индуктивных накопителей энергии в синтетических схемах испытания выключателей переменного тока	12	47
Коровин А. И. — Быстродействующее устройство для измерения реактивной составляющей несинусоидального тока	12	51
Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических процессов		
Браславский И. Я., Зюев А. М. — Регулирование скорости тиристорных асинхронных электроприводов с параметрическим управлением	1	27
Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. — Адаптивные электромеханические системы с непрямым разрывным управлением	1	32
Белашабский В. В., Богомоллова Г. А., Вейнгер А. М., Виницкий А. Л., Малкин А. И., Тихонов А. В., Серый И. М., Шигин В. М. — Высокодинамичный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором тока	1	54
Иованович Дж. — Сопоставление способа управления асинхронными электроприводами в переходных режимах	1	56
Ильинский Н. Ф., Юньков М. Г. — Проблемы теории и практики современного электропривода	3	34
Петров Ю. П., Северин В. А. — Оптимизация электроприводов с гибкими и упругими связями	3	57
Уткин В. И., Изосимов Д. Б., Кашканов В. В. — Методы импульсной модуляции напряжения с применением обратной связи в электроприводах переменного тока	3	60
Назаров В. И. — Метод идентификации объектов с запаздыванием	4	68
Наталкин А. В., Колоколкин А. М. — Частотный пуск синхронной машины от преобразователя частоты с управлением по напряжению на входе инвертора	5	36
Акимов Л. В., Рохлин Л. И. — Ограничение старшей производной в уравнениях оптимальных по быстродействию тиристорных электроприводов постоянного тока	5	47
Задорожный Н. А., Земляков В. Д., Ровенский А. Г. — Анализ электромеханического демпфирующего действия в электроприводах с вязким трением и упругим механическим звеном	5	60
Црношия П., Байич Б. — Определение коэффициента искажений напряжения сети, питающей электроприводы с тиристорными преобразователями	5	63
Дроздов В. Н., Козярук А. Е., Мирошник И. В., Сабинин Ю. А. — Цифровое управление многорежимным электроприводом	6	13
Хашимов А. А., Петрушин А. Д. — Математическое моделирование тепловых процессов в нестационарных режимах асинхронных электроприводов	6	60
Водовозов В. М. — Выбор параметров энергетического канала электропривода станков с программным управлением	8	54
Ланидус М. И., Пистрак М. Я. — Передаточная функция контура тока в системе подчиненного регулирования частоты вращения высокودинамичных тихоходных электроприводов	8	56

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Гуль А. И. — Выбор структуры и параметров позиционной системы электропривода	9	70
Михайлов О. П. — Перспективы развития автоматизированного электропривода металлорежущих станков	10	11
Соломахин Д. В., Попов М. А. — Синтез электромеханических модулей многокоординатного шагового электропривода	10	17
Рубцов В. П. — Исследование динамики дискретного электропривода с шаговыми двигателями	10	22
Литвиненко А. М. — Обмотки изменяемой геометрии в электроприводе роботов	11	60
Серов А. Е., Курматов М. Ф. — Частотно-управляемый асинхронный двигатель с массивным ротором в повторно-кратковременных режимах работы	12	53

Электрификация транспорта

Дудуляка А. А., Забродин Ю. С., Миледин В. К., Павлов Ф. В., Фурманэк М. З. — Особенности работы автономных инверторов напряжения с широтно-импульсным регулированием в тяговом электроприводе переменного тока	1	67
Герман Л. А., Сеницына Л. А. — Расчет номинального тока установки продольно емкостной компенсации при случайном графике тяговой нагрузки	2	59
Караев Р. И., Власов С. П., Фролов А. В. — Расчетные схемы тяговых сетей переменного тока 25 кВ	9	60

Электротермия, электротехнология, электросварка

Игнатов И. И., Ханисон А. В. — Математическое моделирование электрических режимов дуговых сталеплавильных печей	8	69
---	---	----

Разные статьи

Жимерин Д. Г. — Главная задача — бесперебойное и надежное электроснабжение	5	1
Иосифьян А. Г. — Некоторые аспекты работы электротехнической промышленности в годы войны и восстановления народного хозяйства	5	7
Жебит В. А. — Сверхпроводимость и средства создания передовой энергосберегающей технологии	11	15

Дискуссии

Александров Г. И.; Бушуев В. В., Самородов Г. И.; Илларионов Г. А. — по статье Ершевича В. В. «О новой ступени напряжения, электрических сетей переменного тока», 1985, № 1	1	74
Астахов Ю. Н., Черемисин Н. М.; Поспелов Г. Е.; Блок В. М. — по статье Будзко И. А., Левина М. С. «Электрически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий», 1985, № 2	2	67
Бронницкий М. А. — по статье Ланды М. Л., Мельник В. А. «Пути снижения потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей», 1982, № 10	6	72
Дульзон Н. А., Кудрин Б. И.; Щербина Ю. В., Бойко Н. Д.; Шнелль Р. В. — по статье Будзко И. А., Левина М. С. «Энергетически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий», 1985, № 2	9	72
Ершевич В. В., Зейлигер А. Н., Кузнецова О. Н., Файбисович Д. Л., Земченко А. С.; Александров Г. Н., Лисочкина Т. В.; Поспелова Т. Г.; Бронницкий М. А.; Синьков В. М., Притака И. П., Козырский В. В. — по статье Будзко И. А., Левина М. С. «Энергетически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий», 1985, № 2	10	66
Шеренцис А. Н.; Зельцбург Л. М., Карпова Э. Л.; Молодцов В. С.; Фриншберг Р. М., Шапиро И. М.; Тамазов А. И. — по статье Будзко И. А., Левина М. С. «Энергетически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий», 1985, № 2	11	66
Ответ авторов — по статье Алексеева С. В., Копылова И. Б., Машанского А. М. «Описание энергообъединения как объекта управления режимом по частоте и активной мощности», 1980, № 12	12	65

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Шапиро И. М. — по статье Ершевича В. В., Кривушкина Л. Ф., «Некоторые итоги освоения электропередач 750 кВ», 1983, № 4	12	67
--	----	----

Библиография

Иерусалимов М. Е., Ильенко О. С. — рецензия на книгу Александрова Г. Н., Иванова В. Л. «Изоляция электрических аппаратов высокого напряжения»	1	77
Радин В. И. — рецензия на книгу Домбура Л. Э. «Аксимальные индукторные машины»	2	71
Иньков Ю. М., Исаев И. П. — рецензия на книгу Ефремова И. С. и др. «Теория и расчет тягового привода электромобилей»	2	72
Веников В. А. — рецензия на книгу «Управление мощными энергообъединениями» под редакцией С. А. Совалова	4	70

Хроника

Аветисян Д. А. — VIII Международная конференция по применению вычислительных методов в энергетике	2	73
Шевченко В. В., Безруков Г. И. — Всесоюзная научно-техническая конференция «Пути повышения эффективности использования и экономии электроэнергетики в системах электроснабжения промышленности и транспорта»	3	73
Бендик Н. Т. — Всесоюзное научно-техническое совещание «Научно-технические и технологические вопросы создания сверхпроводникового электро-энергетического оборудования»	3	75
Александров И. Н. — Всесоюзное научно-практическое совещание «Совершенствование управления и автоматизации сельских электрических сетей»	4	72
Тареев Б. М. — 60-летие Секции электрической изоляции НТОЭ и ЭП имени академика Г. М. Кржижановского	4	74
Халилов Ф. Х., Гумерова Н. И. — Защита кабелей связи от токов молнии в районах с высоким удельным сопротивлением грунта (заседание IV секции НС АН СССР)	5	75
Барашков А. С. — Читательская конференция журнала «Электричество» в МЭИ	8	76
Подготовка рукописей для журнала «Электричество»	8	77
Ковалев Б. И., Маркявичус Л. В., Микита Я. П., Ражанский И. М., Халилов Ф. Х., Чернова Г. В. Методы расчета электромагнитных переходных процессов и электрических полей в сетях высокого напряжения (расширенное заседание IV секции НС АН СССР)	11	75

Юбилеи

Рогинский В. Ю. — Михаил Васильевич Шулейкин (1884—1939)	1	78
Альберт Иосифович Бертинов (К 80-летию со дня рождения)	2	75
Анатолий Владимирович Нетушил (К 70-летию со дня рождения)	2	76
Татьяна Анатольевна Глазенко (К 60-летию со дня рождения)	2	77
Лев Гражданович Мамиконянц (К 70-летию со дня рождения)	3	77
Борис Константинович Максимов (К 50-летию со дня рождения)	3	78
Лев Александрович Цейтлин (К 75-летию со дня рождения)	4	75
Давид Вениаминович Свечарник (К 75-летию со дня рождения)	4	75
Грудинский П. Г., Копылов И. П. — Клавдий Ипполитович Шенфер (1885—1946)	6	73
Теодор Густавович Сорокер (К 80-летию со дня рождения)	6	78
Василий Романович Романов (К 70-летию со дня рождения)	6	76
Леонтий Терентьевич Пономарев (К 70-летию со дня рождения)	6	77

Андроник Гевондович Иосифьян (К 80-летию со дня рождения)	7	73	Григорий Рафаилович Герценберг (К 75-летию со дня рождения)	10	75
Алексей Алексеевич Булгаков (К 75-летию со дня рождения)	7	75	Петр Фомич Мерабишвили (К 50-летию со дня рождения)	11	77
Сергей Дмитриевич Лизунов (К 60-летию со дня рождения)	7	76	Некрологи		
Владимир Иванович Ключев (К 60-летию со дня рождения)	7	76	Фридун Гамзаевич Гусейнов	2	78
Игорь Александрович Будзко (К 75-летию со дня рождения)	8	73	Леонид Порфирьевич Веретенников	2	78
Владимир Владимирович Бургсдорф (К 75-летию со дня рождения)	8	74	Борис Николаевич Красовский	5	76
Грудинский П. Г. — Академик Борис Евгеньевич Веденеев (1885—1947)	8	75	Александр Александрович Янко-Триницкий	5	77
Андрей Владимирович Поссе (К 70-летию со дня рождения)	9	75	Памяти Валерия Ивановича Полкова (1908—1984)	6	76
Ефим Маркович Синельников (К 80-летию со дня рождения)	10	74	Владимир Александрович Балагуров	6	78
			Евгений Львович Эттингер	7	77
			Илья Владимирович Антик	7	78
			Израиль Львович Каганов	9	78
			Виктор Михайлович Синьков	10	77
			Измаил Джанхотович Урусов	10	78
			Памяти Бенциона Моисеевича Вула	12	68

Алфавитный указатель авторов статей

A

Абурджания А. К. 1, 50
Аванесов М. А. 9, 44
Аветисян Д. А. 2, 73
Аджемян Э. Х. 4, 58
Акимов Л. В. 5, 47
Алейников Л. В. 3, 71
Александров Г. Н. 1, 74; 7, 1; 10, 67;
11, 1
Александров И. Н. 4, 72
Алексеев И. И. 11, 27
Алексеев С. В. 10, 1
Алиевский Б. Л. 4, 65
Алиханян К. А. 3, 63
Амирикан Р. А. 12, 45
Амромин А. Л. 5, 57
Антик И. В. 11, 59
Антонов Б. М. 6, 37; 11, 22
Аполлонский С. М. 6, 55
Аракелян А. С. 10, 56
Аранчий Г. В. 4, 48
Арион В. Д. 9, 1
Арумс А. Е. 1, 7
Арутюнян М. В. 9, 28
Астахов В. И. 7, 32
Астахов Ю. Н. 2, 67; 5, 64
Атанасьев А. А. 6, 27; 8, 22
Афонин В. В. 6, 10

Б

Баженев О. А. 8, 68
Байич Б. 5, 63
Баламетов А. Б. 10, 7
Барашков А. С. 8, 76
Баринов В. А. 4, 1
Башкиров Ю. А. 8, 1
Безруков Г. И. 3, 73
Белов Г. А. 10, 27
Белоусов Ю. Н. 12, 62
Белощабский В. В. 1, 54
Белошенко В. И. 5, 55
Бендик Н. Т. 3, 18; 3, 75
Беркович Е. И. 7, 44
Берман А. П. 12, 6
Госпалов В. Я. 1, 62; 7, 62
Жикташев А. А. 8, 15
Блок В. М. 2, 70; 5, 64
Блоцкий Н. Н. 12, 1
Богомолова Г. А. 1, 54
Бойко Н. Д. 9, 73
Болнов В. А. 11, 40

Борин В. Н. 10, 54
Борисова М. Э. 2, 64
Бортник И. М. 2, 13; 10, 54
Борцов Ю. А. 1, 32
Бочаров В. В. 5, 23
Бояджян С. Г. 1, 65
Бояджян С. С. 1, 65
Браславский И. Я. 1, 27
Броницкий М. А. 6, 72; 10, 71
Бронников А. Н. 8, 61
Будзко И. А. 2, 19; 6, 10
Будовский В. П. 11, 44
Булатов О. Г. 12, 30
Булычев А. В. 9, 13
Бунин А. Г. 4, 52
Буров В. Н. 8, 58
Буряк С. Ф. 2, 13
Бут Д. А. 3, 23
Бутырин П. А. 2, 42
Бушуев В. В. 1, 75
Быков Ю. М. 12, 37
Быструев А. К. 5, 41

B

Вадачкория Г. В. 2, 50
Ванин В. К. 9, 13
Вариводов В. Н. 10, 54
Варлей В. В. 11, 31
Варшавский В. Д. 5, 53
Васильев А. С. 1, 17
Васьковский Ю. Н. 1, 53
Вейнгер А. М. 1, 54
Веников В. А. 4, 16; 4, 70; 6, 1
Вертиков В. П. 10, 54
Вершинин Ю. Н. 3, 1; 8, 1
Виницкий А. Л. 1, 54
Виногровев М. Ю. 4, 52
Вишневецкий Ю. И. 1, 69
Власов Е. Н. 9, 32
Власов С. П. 9, 60
Водовозов В. М. 8, 54
Володин В. В. 6, 4
Волчуков Н. П. 5, 55

r

Гаврилащенко Ю. А. 9, 1
Гамм А. З. 6, 4
Ганжинов И. С. 8, 48
Гапонов И. М. 9, 58
Гарасько Г. И. 2, 52
Генералов А. П. 3, 64
Герман Л. А. 2, 59
Гейфле О. С. 8, 65

Глазов Н. П. 6, 48
Глебов И. А. 8, 1
Глейзер С. Е. 3, 49
Глинтенник С. Р. 6, 53
Говгаленко В. П. 9, 44
Говорков В. А. 2, 47
Голубев В. В. 6, 31
Горбов М. М. 3, 42
Гордеев В. И. 7, 59
Горин Б. Н. 3, 10
Горячев О. В. 12, 56
Грачев С. А. 1, 37
Григораш А. И. 12, 37
Гриднева Т. Т. 12, 21
Гришин Ю. А. 6, 4
Грудинский П. Г. 6, 73; 8, 75
Гуль А. И. 9, 70
Гумерова Н. И. 5, 75
Гурули Г. Г. 11, 56
Гурфинкель Е. Б. 9, 5
Гурьев Ю. Л. 8, 48
Гусев А. М. 1, 37

Д

Данилевич Я. Б. 8, 48
Данильчук А. А. 6, 61
Демирчян К. С. 2, 42; 8, 1
Демура А. В. 7, 59
Денисенко Н. А. 1, 42
Денисов В. А. 8, 58
Добрусин Л. А. 4, 27
Дорожко Л. И. 2, 33
Дроздов В. Н. 6, 13
Дудалева Т. А. 10, 1
Дудуляка Л. Л. 1, 67
Дульзон Н. А. 9, 72

E

Евлампиев С. Б. 1, 45
Емельянов В. И. 7, 65
Еремеев Г. В. 3, 53
Ермуратский П. В. 3, 55
Ершевич В. В. 1, 1; 10, 66

Ж

Жебит В. А. 11, 15
Жежеленко И. В. 8, 19
Жимерин Д. Г. 5, 1

3

Забродин Ю. С. 1, 67
Загорский А. Е. 1, 58; 10, 56
Задорожний Н. А. 5, 60
Засыпкин А. С. 1, 14
Захаров А. Г. 1, 47

Зборовский И. А. 4, 31
Зезюлькин Г. Г. 6, 43
Зейлигер А. Н. 10, 66
Зеличенко А. С. 10, 66
Зэльдбург Л. М. 11, 49; 68
Земляков В. Д. 5, 60
Зечихин Б. С. 11, 27
Зинченко В. Ф. 11, 44
Зуль Н. М. 6, 10
Зюев А. М. 1, 27

И

Иванов В. Т. 6, 48
Иванов С. А. 8, 48
Иванова М. И. 12, 37
Иванов-Смоленский А. В. 5, 27; 7, 12; 9, 18
Иванчура В. И. 6, 69
Игнатов И. И. 8, 69
Игнатъева Л. Е. 1, 69
Иерусалимов М. Е. 1, 77; 10, 54
Изосимов Д. Б. 3, 60
Илларионов Г. А. 1, 76
Изосимов Д. Б. 3, 60
Илларионов Г. А. 1, 76
Ильенко О. С. 1, 77; 10, 54
Ильин Г. П. 4, 43
Ильинский Н. Ф. 3, 34
Иньков Ю. М. 2, 72
Иованович Дж. 1, 56
Иосифьян А. Г. 5, 7
Исаев И. П. 2, 72
Исерлис Ю. Э. 6, 67
Исхаков А. С. 7, 38
Иткин А. Е. 12, 26

К

Кавлашвили Н. В. 11, 56
Кадников С. Н. 1, 47
Казанский С. В. 8, 46
Калугин Е. И. 2, 42
Каляцкий И. И. 1, 45
Караев Р. И. 9, 60
Карепов А. Г. 10, 61
Каримов Х. Г. 8, 51
Карпенко Л. Н. 12, 26
Карпова Э. Л. 11, 49; 68
Кац Р. А. 3, 68
Кашканов В. В. 3, 60
Керимов А. М. 9, 5
Ким Ги-шен 5, 71
Кирьяков А. М. 7, 67
Клейман М. Г. 11, 27
Кобзев А. В. 3, 37
Ковалев А. П. 10, 52
Ковалев В. И. 11, 75
Коган А. Л. 12, 37
Козырский В. В. 5, 64; 10, 72
Козярук А. Е. 6, 13
Койков С. Н. 2, 64
Кокуркин М. П. 7, 72
Колесниченко Н. А. 2, 61
Колоколкин А. М. 5, 36
Колонский Т. В. 7, 49; 10, 49
Колосюк В. П. 7, 54
Комиссаржеский Н. Е. 3, 18
Комлев Ю. М. 11, 46
Коноплева Н. П. 12, 41
Копылов И. П. 5, 73
Коровин А. И. 12, 51
Королев В. А. 1, 58
Корольков В. Л. 5, 69
Коротков В. В. 7, 1
Корсунцев А. В. 11, 6
Коршунов Г. С. 1, 45
Костенко М. В. 3, 5; 12, 16
Котия К. А. 1, 50
Кошелев П. А. 1, 17
Крайчик Ю. С. 7, 65
Красногорцев И. Л. 4, 38

Крижанский С. М. 1, 69
Крикунчик А. Б. 8, 4
Кудрин Б. И. 9, 72
Кузнецов А. П. 4, 60
Кузнецов В. В. 7, 62
Кузнецова О. Н. 10, 66
Кузьмин Я. Ф. 1, 7
Кузьмина Е. Г. 10, 54
Курбасов А. С. 2, 29
Курматов М. Ф. 12, 53
Курочкин А. К. 12, 47

Л

Лабунцов В. А. 12, 30
Ланда М. Л. 8, 46
Лалидус М. И. 8, 56
Лапшин В. А. 1, 11
Ларина Э. Т. 3, 49
Ларионов В. П. 7, 72
Лачугин В. Ф. 3, 11
Левин М. С. 2, 19
Левиуш А. И. 3, 11
Лейтес Л. В. 5, 57
Лепер Д. П. 12, 47
Летун В. М. 8, 45
Липковский К. А. 6, 31
Липский А. М. 8, 19
Лисочкина Т. В. 10, 67
Литвиненко А. М. 11, 60
Лотоцкий А. П. 6, 64
Лубсанов А. А. 8, 30
Луковников В. И. 1, 37
Лулейко А. В. 9, 58
Лупкин В. М. 2, 22

М

Магазинник Г. Г. 9, 66
Маилян А. Л. 4, 58
Макаров Е. Ф. 12, 62
Малкин А. И. 1, 54
Малый А. С. 8, 9
Мамедшахов М. Э. 10, 32
Мамедяров О. С. 10, 7
Мамиконянц Л. Г. 12, 1
Манусов В. З. 6, 19
Марквичус Л. В. 11, 75
Мартынов В. А. 10, 59
Маслов В. В. 2, 37
Махмутов М. М. 6, 48
Машанский А. М. 10, 1
Мельников В. Л. 9, 66
Месенжник Я. З. 3, 53; 6, 66
Мизюрин С. Р. 5, 23
Микшта Я. П. 11, 75
Миледин В. К. 1, 67
Минин В. Т. 7, 65
Мирошник И. В. 6, 13
Митрошина А. С. 5, 57
Митькин Ю. А. 8, 68
Михайлов В. И. 5, 66
Михайлов О. П. 10, 11
Миц В. Н. 7, 54
Мовсесян С. Ж. 1, 62
Моисеев С. М. 6, 19
Молодцов В. С. 5, 17; 11, 70
Мосолов А. Е. 7, 72
Мощинский Ю. А. 1, 62
Муселиани Т. Г. 1, 50
Мустафа Г. М. 7, 21

Н

Назаров В. И. 4, 68
Назарян А. Г. 4, 58
Наташкин А. В. 5, 36
Наумов В. С. 11, 55
Нежинская М. М. 10, 32
Некрасов Н. Н. 12, 41
Немков В. С. 4, 56
Николаева Н. С. 10, 32

Никурадзе Н. А. 1, 50
Новожилов О. П. 12, 49

О

Обрусник В. П. 3, 37
Овчинников И. Е. 3, 30
Ольшванг М. В. 2, 13
Орел О. А. 6, 58
Орлова М. П. 10, 1

П

Павлов Ф. В. 1, 67
Паламарчук С. И. 6, 4
Петленко Б. И. 11, 63
Петров В. М. 8, 61
Петров Ю. П. 3, 57
Петровский В. П. 1, 53
Петрушин А. Д. 6, 60
Пешков И. Б. 4, 20
Пигнастый С. С. 7, 56
Пистрак М. Я. 8, 56
Платонова Е. В. 8, 72
Плахтына Е. Г. 3, 30
Плотников И. Л. 6, 4
Погосян Т. А. 4, 16
Подольцев А. Д. 1, 53; 7, 56
Подпоркин Г. В. 11, 1
Поклонов С. В. 11, 36
Поляков Б. Г. 8, 61
Поляков В. Е. 7, 52
Поляков В. И. 9, 49
Поляков С. С. 9, 64
Пономарев Л. Т. 7, 9
Пономарева А. Н. 10, 1
Попов М. А. 10, 17
Поспелов Г. Е. 2, 69
Поспелова Т. Г. 10, 69
Притака И. П. 5, 64; 10, 72
Прихно В. Л. 12, 12
Прохоров Е. Н. 7, 72
Прут Л. Я. 3, 53
Пушкина Г. А. 9, 55

Р

Рагулин И. А. 8, 62
Радин В. И. 2, 71
Ражанский И. М. 11, 75
Раков В. А. 2, 57
Резвых К. А. 4, 22; 11, 10
Резник Л. Ф. 2, 9
Резников С. Б. 5, 23
Ресьян А. К. 7, 54
Решетов С. А. 10, 46
Ровенский А. Г. 5, 60
Рogaцкий М. А. 5, 57
Рогачевский В. И. 1, 14
Рогинский В. Ю. 1, 78
Романов В. А. 11, 10
Романов В. П. 8, 60
Романчук В. И. 9, 1
Романьева Г. В. 1, 22
Рохлин Л. И. 5, 47
Рубцов В. П. 10, 22
Рудаков В. В. 1, 71
Рябов В. Н. 3, 30

С

Сабинин Ю. А. 6, 13
Саенко Ю. Л. 8, 19
Самородов Г. -И. 1, 75; 9, 10
Сафонова Л. А. 10, 1
Свечарник Д. В. 12, 59
Семенов А. Н. 1, 22
Сендюров В. М. 2, 61
Сергиевская И. М. 7, 72
Сердюк Л. И. 10, 52
Серов А. Е. 12, 53
Серый И. М. 1, 54
Сиверин В. А. 3, 57
Синельников В. Я. 8, 46
Синицына Л. А. 2, 59

Синьков В. М. 5,64; 10,72
 Скворцов Б. В. 2,55; 3,71
 Скорняков В. А. 12, 26
 Скорняков Ю. А. 2,64
 Случанко Е. И. 11,22
 Смирнов А. Ю. 11,40
 Смирнов С. А. 12, 41
 Смирнов С. В. 5,23
 Совалов С. А. 4,1
 Соколов С. Е. 8,15
 Соколова Е. М. 7,62
 Соломахин Д. В. 10,17
 Сонин Ю. П. 4,62
 Сорокин Л. К. 7,62
 Соустин Б. П. 6,69
 Старовойтова Н. П. 11,27
 Стеблев В. И. 8,58
 Степанов А. С. 9,5
 Страхов С. В. 2,1
 Струнский М. Г. 3,42
 Султанов А. Т. 6,37; 11,22
 Суркова В. Ф. 10,1
 Сысоев В. С. 9,58

Т

Таев И. С. 8,62
 Талпаларь Г. М. 12,26
 Тамазов А. И. 11,74
 Таратута И. П. 2,13
 Тараев Б. М. 4,74
 Тарнижевский М. В. 5,66
 Татлиев А. Ф. 6,55
 Тенко В. В. 6,10
 Тонов А. В. 1,54
 Тодос П. И. 8,30
 Тозони О. В. 10,32
 Токарев Б. Ф. 8,30
 Торбенков Г. М. 2,9
 Трегубова Е. С. 12, 56
 Троценко А. А. 7,52
 Трунов О. К. 9,58
 Тупогуз Ю. А. 8,51
 Тянь И. С. 3,53

У

Урьев А. М. 6,67
 Усиков В. Д. 8,60
 Усков А. В. 3,55
 Уткин В. И. 3,60
 Ушаков В. Я. 8,65

Ф

Файбисович Д. Л. 10,66
 Фархадзаде Э. М. 5,11
 Федорова И. А. 4,60
 Феофанова Н. А. 11,36
 Филиппов А. А. 7,69
 Фильчаков В. В. 11,36
 Френкель В. Ю. 1,14
 Фришберг Р. М. 11,73
 Фриджибашян Э. С. 8,26
 Фролов А. В. 9,60
 Фурманэк М. З. 1,67
 Фурса О. И. 5,69

Х

Хаинсон А. В. 8,69
 Халилов Ф. Х. 5,75; 11,75
 Хашимов А. А. 6,60
 Ходжаев К. Ш. 9,32
 Хожаннов А. И. 9,64
 Хоффманн И. 1,42
 Хохлов Ю. И. 4,38
 Хуторецкий Г. М. 5,53

Ц

Цатурян А. И. 10,40
 Цейтлин Л. А. 8,41
 Црношия П. 5,63
 Цукерман И. А. 5,53

Ч

Чабан В. И. 9,63
 Чанов Л. Г. 11,63
 Чемерис В. Т. 1,53
 Череватый А. В. 12,62
 Черемисин Н. М. 2,67
 Черненко П. А. 12,12

Чернова Г. В. 11,75
 Чернявская М. В. 4,55
 Читечян В. И. 1,65; 9,28
 Чубарь А. В. 6,69
 Чунчин В. А. 6,23
 Чучукин Г. В. 12,47

Ш

Шадрин Г. А. 3,37
 Шакарян Ю. Г. 1,58; 9,28; 12,1
 Шапиро И. М. 11,73; 12,67
 Шарабханян И. И. 12,45
 Шаталов А. С. 8,34
 Шашкин С. Л. 11,40
 Шевченко В. В. 3,73
 Шевчук С. Н. 11,55
 Шейко П. А. 9,55
 Шейнкман А. Г. 9,55
 Шеренцис А. Н. 11,66
 Шигин В. М. 1,54
 Шилин Л. Ю. 4,60
 Шитов В. А. 12,30
 Шнелль Р. В. 9,74
 Шнырев Г. Д. 12,62
 Штейнберг Г. Я. 11,56
 Шувалов М. Ю. 3,49

Щ

Щедрин О. П. 11,52
 Щербина Ю. В. 9,73
 Щукин А. В. 8,41

Э

Эпштейн И. И. 9,37

Ю

Юдин В. В. 4,55
 Юнгер И. Б. 1,32
 Юньков М. Г. 3,34
 Юркевич В. М. 1,47

Я

Якимец И. В. 3,1
 Якушенко Е. И. 6,55
 Янова Т. В. 1,69
 Ярмахов И. Г. 11,10



Вниманию читателей!

24—26 июня 1986 г. в г. Вроцлаве (ПНР) состоится 8-й Международный симпозиум и выставка по электромагнитной совместимости.

Желающие принять участие в симпозиуме должны направить полные тексты докладов до 15 февраля 1986 г.

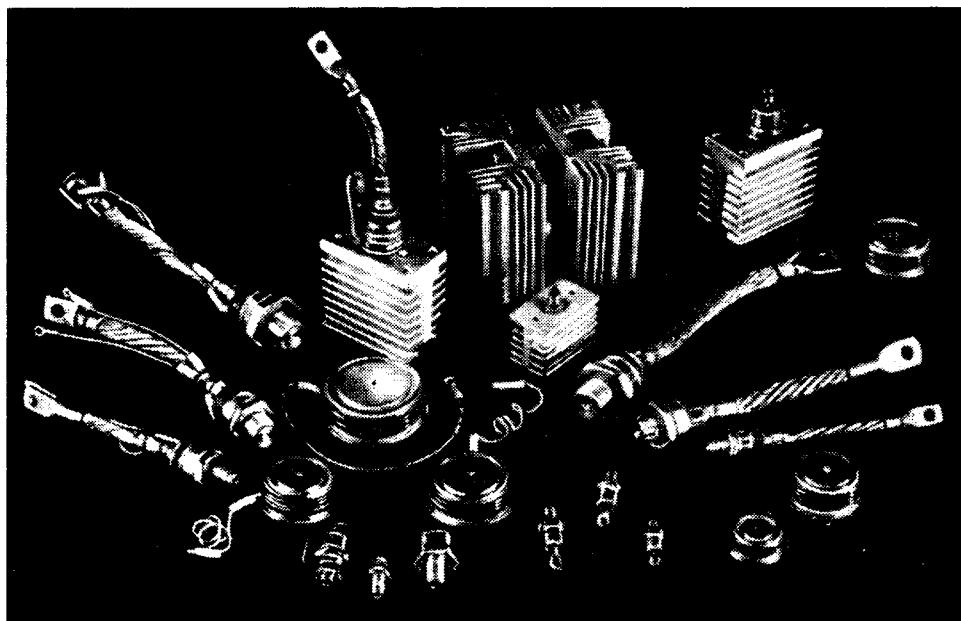
Организация технической выставки и выставки литературы позволит специалистам разных стран ознакомиться с новыми приборами и устройствами, а также с литературой по ЭМС.

Для более подробной информации просьба обращаться по адресу: Симпозиум по ЭМС, п/я 2141, 51—645 Вроцлав 12, Польша.

Некоторые сведения о симпозиуме можно получить в редакции «Электричества».

Редколлегия журнала «Электричество»

THEY'LL SOONER BECOME OBSOLETE THAN FAIL



Our semiconductor devices are reliable and durable, compact and efficient, convenient and... irresistible!

Solid-state converters, power supply sources for machine-tools, automatic lines and welding machines, protection circuits, electronic modules, charging devices and traction sub-stations for electric vehicles—neither of these can exist without **high-duty diodes, thyristors, triacs and transistors.**

Safe performance of our semiconductor devices at the upper performance limits in most demanding circuits IS FULLY GUARANTEED.



Supplier: V/O ENERGOEXPORT
ENERGOAPPARAT Firm
1/4, Deguninskaya Ul.
127486 Moscow, USSR.
Tel. 487-30-82
Telex 411965 ENEK SU

СОДЕРЖАНИЕ

Блоцкий Н. Н., Мамиконянц Л. Г., Шакарян Ю. Г. Исследование и применение асинхронизированных машин в электроэнергетических системах	1	Курочкин А. К., Лепер Д. П., Чучукин Г. В. Применение индуктивных накопителей энергии в синтетических схемах испытания выключателей переменного тока	47
Берман А. П. Расчет несимметричных режимов электрических систем с использованием фазных координат	6	Новожилов О. П. Ферромагнитные преобразователи числа фаз и частоты	49
Черненко П. А., Прихно В. Л. Оперативный расчет стационарного режима энергообъединения при недостатке телеизмерений	12	Коровин А. И. Быстродействующее устройство для измерения реактивной составляющей несинусоидального тока	51
Костенко М. В. Обобщенное правило эквивалентной волны для многопроводных линий	16	Серов А. Е., Курматов М. Ф. Частотно-управляемый асинхронный двигатель с массивным ротором в повторно-кратковременных режимах работы	53
Гриднева Т. Т. Влияние системы «трос—опоры» на ток заземлителя при однофазных коротких замыканиях	21	Горячев О. В., Трегубова Е. С. Расчет магнитостатического поля двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением	56
Карпенко Л. Н., Скорняков В. А., Иткин А. Е., Талпаларь Г. М. Расчет кратковременного нагрева жидкометаллической контактной системы	26	Свечарник Д. В. О предельной добротности электрических двигателей	59
Булатов О. Г., Лабунцов В. А., Шитов В. А. Особенности применения принудительной коммутации в ведомых сети преобразователях	30	Белоусов Ю. Н., Макаров Е. Ф., Череватый А. В., Шнырев Г. Д. К расчету магнитного поля квазистационарных токов в системах с цилиндрическими границами	62
Быков Ю. М., Григораш А. И., Иванова М. И., Коган А. Л. Микропроцессорные системы импульсно-фазового управления вентилями	37		
Коноплева Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. О динамике магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине	41	ДИСКУССИИ	65
СООБЩЕНИЯ		ХРОНИКА	68
Амирикий Р. А., Шарабханян И. И. Эквивалентирование сложных электроэнергетических систем при расчетах установившихся режимов	45	Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1985 г.	70

CONTENTS

lotski N. N., Mamikonians L. G., Shakarian U. G. — Application of Doubly-Fed Electric Machines in Power Systems	1	REPORTS	
Berman A. P. — Calculation of Unsymmetrical Operating Conditions in Power Systems Using Phase Coordinates	6	Amirikian R. A., Sharabkhanian I. I. — Reducing Complex Electric Power Systems in Steady-State Calculations	45
Chernenko P. A., Prikhno V. L. — Operative Calculations of Steady-State Conditions in a Power Pool With Insufficient Telemetry Information	12	Kurochkin A. K., Leper D. P., Chuchukin G. V. — Application of Inductive Energy Stores in Synthetic Circuits for Testing A. C. Circuit Breakers	47
Kostenko M. V. — A Generalized Relationship for an Equivalent Wave on Multi-Conductor Lines	16	Novozhilov O. P. — Ferromagnetic Converters of the Number of Phases and the Frequency	49
Gridneva T. T. — How the "Ground Wire-Transmission Tower" System Influences the Grounding Circuit Current for Single-Phase-to-Ground Faults	21	Korovin A. I. — A High-Speed Device for Measuring the Reactive Component of a Non-Sinusoidal Current	51
Karpenko L. N., Skornyakov V. A., Itkin A. E., Talpalar G. M. — Calculation of the Short-Time Heating of a Molten Metal Contact System	26	Serov A. E., Kurmatov M. F. — A Frequency Controlled Solid Rotor Induction Motor Subjected to Intermittent Loads	53
Bulatov O. G., Labuntsov V. A., Shitov V. A. — Characteristics for the Application of Forced Commutation in Converters Driven By the Network	30	Goryachev O. V., Tregubova E. S. — Calculation of the Magnetostatic Field in a DC Motor Having Magneto-Electric Excitation	56
Bykov U. M., Grigorash A. I., Ivanova M. I., Kogan A. L. — Micro-Processor Systems for Phase-Pulse Control of Electronic Circuits	37	Svecharnik D. V. — On the Ultimate Q-Factor for Electric Motors	59
Knopleva N. P., Nekrasov N. N., Smirnov S. A. — On the Dynamics of the Magnetic Flux in a Thin Superconducting Plate	41	Byelousov U. N., Makarov E. F., Cherevaty A. V., Shnirev G. D. — On Calculating the Magnetic Field of Quasi-Stationary Currents in Systems Having Cylindrical Boundaries	62
		DISCUSSION	65
		CHRONICLE	68
		Contents of the Journal "Electrichestvo" for 1985	70

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311:621.313.17.001.5

Исследование и применение асинхронизированных машин. Блоцкий Н. Н., Мамиконянц Л. Г., Шакарян Ю. Г. — «Электричество», 1985, № 12.
Даются характеристики основных свойств асинхронизированных машин. Освещаются некоторые результаты их исследований, указываются возможные области применения в электроэнергетических системах. Библ. 8.

УДК 621.311.001.24

Расчет несимметричных режимов электрических систем с использованием фазных координат. Берман А. П. — «Электричество», 1985, № 12.
Описан метод расчета трехфазных электрических систем в фазных координатах, не требующий существенного увеличения ресурсов ЭВМ по сравнению с симметричными составляющими. Рассмотрено представление различных элементов электрической системы в фазных координатах и особенности выполнения расчетов различных несимметричных режимов. Приведен пример расчета сложносимметричного повреждения в сети 110 кВ. Библ. 14.

УДК 621.311.016.001:681.3

Оперативный расчет стационарного режима энергообъединения при недостатке телеизмерений. Черненко П. А., Прихно В. Л. — «Электричество», 1985, № 12.
Приведено описание алгоритма и программы расчета на ЭВМ стационарного режима энергообъединения по данным телеметрии, обладающей улучшенными характеристиками по точности, вычислительной устойчивости, быстродействию и затратам памяти ЭВМ. Библ. 8.

УДК 621.3.015.34.001.24

Обобщенное правило эквивалентной волны для многопроводных линий. Костенко М. В. — «Электричество», 1985, № 12.
Рассмотрен метод расчета перенапряжений в эквивалентной схеме подстанции для многопроводных линий с учетом электромагнитной связи между проводами этих линий. Получено обобщенное правило эквивалентной волны для многоугольника, к вершинам которого подключены линии. В качестве примера рассмотрен случай трехфазных симметричных линий. Библ. 3.

УДК 621.3.053.24:621.3.014.7

Влияние системы «трос — опоры» на ток заземлителя при однофазных коротких замыканиях. Гряднева Т. Т. — «Электричество», 1985, № 12.
Проведена количественная оценка влияния системы «трос — опоры» на основные электрические характеристики заземляющих устройств трансформаторных подстанций — сопротивление и «напряжение прикосновения». Сделан вывод о необходимости учета электромагнитного отсасывающего действия тросов, особенно в случае использования на линиях двух сталеалюминиевых тросов. Библ. 7.

УДК 536.2:621.3.066.6

Расчет кратковременного нагрева жидкометаллической контактной системы. Карпенко Л. Н., Скорняков В. А., Иткин А. Е., Талпаларь Г. М. — «Электричество», 1985, № 12.
Предложена математическая модель кратковременного нагрева током жидкометаллической контактной системы, учитывающая неоднородность среды и наличие внутреннего и поверхностного источника тепла на границе раздела твердого и жидкого металлов. Получены выражения, пригодные для расчета температуры в твердом и жидком металлах. Построены картины температурных полей в некоторых жидкометаллических контактных системах, дана их физическая интерпретация. По полученным выражениям рассчитаны графики, удобные для практического применения при конструировании жидкометаллических контактных систем. Библ. 9.

УДК 621.314.632.016.23.002.237

Особенности применения принудительной коммутации в ведомых сетях преобразователях. Булатов О. Г., Лабунцов В. А., Шитов В. А. — «Электричество», 1985, № 12.
Рассмотрены возможности использования принудительной коммутации в выпрямителях и ведомых сетях инверторов для повышения их энергетических показателей. Преобразователь может быть выполнен либо на запираемых вентилях, либо должен содержать устройства принудительного запиравания. Для обеспечения работоспособности этих схем необходимо обеспечить вывод энергии, накопленной в индуктивностях фаз питающей сети. Рассмотрены три способа вывода энергии: в межфазные конденсаторы, в общий демпфирующий конденсатор и в коммутирующие конденсаторы. Для каждого из этих способов приведены структурные схемы и отмечены особенности управления. Библ. 11.

УДК 62-52:621.314.632.001.5

Микропроцессорные системы импульснофазового управления вентилями. Быков Ю. М., Григораш А. И., Иванов В. И., Коган А. Л. — «Электричество», 1985, № 12.
С повышением быстродействия, уменьшением стоимости и габаритов микро-УВМ область применения микропроцессорных СИФУ будет непрерывно расширяться. Рассматриваются две характерные СИФУ: со считыванием управляющего числа только в моменты естественно включения вентилей и на основе «вертикального» принципа.
Первая система уступает по своим динамическим характеристикам, но реализуется с помощью микро-УВМ меньшего быстродействия, которая к тому же имеет резерв времени для решения других задач. Для реализации «вертикального» принципа при частоте питания преобразователя до 100 Гц требуется микро-УВМ с быстродействием в несколько миллионов коротких операций в секунду, что уже достигнуто разработчиками вычислительной техники. Библ. 8.

УДК 621.3.013.1:531.3:538.945

О динамике магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине. Коноплева Н. П., Некрасов И. Н., Смирнов С. А. — «Электричество», 1985, № 12.
Показана возможность применения понятия о магнитных зарядах и токах для описания динамики магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине. Получена замкнутая система уравнений, включающая как уравнения электромагнитного поля с магнитными источниками, так и уравнения движения магнитных зарядов. Получен также магнитный аналог закона Ома. Приведены решения двух конкретных задач, полученные на основе данного подхода. Библ. 5.

УДК 621.311.001.57

Эквивалентирование сложных электроэнергетических систем при расчетах установившихся режимов. Амирьян Р. А., Шарбахян И. И. — «Электричество», 1985, № 12.
Разработан алгоритм эквивалентирования сложных электроэнергетических систем для расчета установившихся режимов, позволяющий определить эквивалентные узловые параметры системы для решения уравнений узловых напряжений как в прямой, так и в обратной форме. Библ. 8.

УДК 621.3.062.8:621.316.542.064.241.027.3:001.4:621.3.011.3

Применение индуктивных накопителей энергии в синтетических схемах испытаний выключателей переменного тока. Курочкин А. К., Лепер Д. П., Чучукин Г. В. — «Электричество», 1985, № 12.
Проведена оценка параметров схемы для индуктивного накопителя конкретного типа. Приведены результаты экспериментальной проверки линейного характера спада тока к нулю в схеме, имитирующей предложенную схему с индуктивным накопителем энергии. Библ. 4.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников, В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

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

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.10.85 Подписано в печать 02.12.85 Т-22363 Формат 60×90^{1/4} Печать высокая Усл. печ. л. 10. Усл. кр.-отт. 10⁵
Уч.-изд. л. 12,95 Тираж 5633 экз. Заказ 2833

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, г. Чехов Московской области