ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1977

ИЗДАТЕЛЬСТВО ·ЭНЕРГИЯ·

8

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

8
1977
АВГУСТ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.311.018.41.016.2.078

Автоматизация регулирования частоты и активной мощности в Единой энергетической системе СССР

БЕРКОВИЧ М. А., КОМАРОВ А. Н., СОВАЛОВ С. А., АНИСИМОВА Е. И.,
АРБУЗОВ А. Ф., МЕЖУЕВ В. В., ПОПОВ Ю. И.

Москва

Регулирование активной мощности и поддержание нормальной частоты является одной из основных функций оперативно-диспетчерского управления. С развитием объединенных энергосистем (ОЭС) и созданием Единой энергетической системы (ЕЭС) СССР автоматизация управления режимами по активной мощности приобретает особо важное значение.

Задачей автоматического регулирования является непрерывное поддержание баланса между генерацией и потреблением мощности по Единой энергосистеме при ведении режима, обеспечивающего наибольшую экономичность работы ЕЭС в целом и рациональное использование энергоресурсов с учетом требований надежности электроснабжения и устойчивости параллельной работы ОЭС и энергосистем. Этой задаче подчинено также распределение мощностей между отдельными ОЭС и энергосистемами, входящими в состав ЕЭС СССР, и перетоков мощности по межсистемным связям [Л. 1].

Особенностью структуры ЕЭС СССР является наличие в ее составе объединенных энергосистем, резко различающихся по мощности, составу генерирующих мощностей, виду используемых энергоресурсов, степени неравномерности графиков потребления и характеру баланса мощностей (самобалансирующиеся, избыточные, дефицитные).

Значительная часть связей между энергосистемами, входящими в состав ОЭС, и других внутренних связей не препятствуют рациональному маневрированию энергомощностями и энергоресурсами.

Наряду с этим имеются связи с недостаточной пропускной способностью, в соответствии с которой должны регулироваться балансы мощности отдельных энергорайонов.

Связи между объединенными энергосистемами имеют пропускную способность, составляющую от 2,5 до 8% мощности соединяемых частей ЕЭС. Пропускная способность этих связей является основным ограничением при ведении оптимальных режимов ЕЭС СССР.

Необходимость покрытия нагрузок дефицитных энергосистем и стремление возможно полнее использовать преимущества параллельной работы заставляют предельно использовать пропускную способность большинства связей между ОЭС и части внутренних связей. Поэтому автоматизация ограничения потоков мощности по межсистемным и наиболее напряженно работающим внутренним связям стала одним из основных условий ведения экономичных и надежных режимов работы ЕЭС — СССР и ОЭС. Автоматизации этой функции оперативного управления уделялось особое внимание.

© Издательство «Энергия», «Электричество», 1977.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

По мере роста энергообъединения происходит стабилизация частоты; величина ее нерегулярных колебаний около среднего значения снижается примерно пропорционально корню квадратному от мощности энергообъединения. На достигнутом уровне развития ЕЭС СССР к системе ее автоматического регулирования не предъявляется требований подавлять нерегулярные колебания и требуется лишь поддержание среднего значения частоты.

Вместе с тем с увеличением мощности параллельно работающих энергообъединений нерегулярные колебания обменной мощности возрастают и существенно снижают использование пропускной способности «слабых» связей, к которым может быть отнесено большинство связей между ОЭС. Исследования режима и устойчивости регулируемых и нерегулируемых межсистемных связей, опыт испытаний и эксплуатации автоматических систем регулирования показали, что величина недоиспользования пропускной способности связи из-за нерегулярных колебаний обменной мощности может быть при автоматизации регулирования снижена в 2—3 раза с одновременным повышением надежности параллельной работы. Для таких основных связей, как Центр — средняя Волга — Урал, Центр — Северо-запад и Центр — Юг, повышение использования за счет подавления нерегулярных колебаний оценивается величиной 100—200 МВт каждой из связей, а для всех автоматически регулируемых связей энергообъединений страны — величиной порядка нескольких тысяч МВт.

Фактически эффект оказывается еще более значительным, так как ручное регулирование режима межсистемных связей в сложном энергообъединении крайне затрудняет поддержание среднего значения перетока по заданному графику и делает необходимым дополнительное снижение плановых значений обменной мощности. Автоматизация ограничения перетоков мощности значительно повышает устойчивость параллельной работы, предотвращая перегрузки, вызванные изменениями баланса мощности в нормальных условиях работы, и ограничивая медленно развивающиеся аварийные нарушения режима связи.

Основой регулирования частоты и перетоков активной мощности в ЕЭС СССР в настоящее время является выполнение заданных графиков нагрузки электростанциями, энергосистемами, объединениями и Единой энергосистемой в целом, предварительно рассчитанных на основе прогнозируемых графиков нагрузки потребителей энергосистем, объединений и ЕЭС.

Одновременно планируются перетоки между энергосистемами и объединениями, обеспечивающие баланс мощности в каждом из энергорайонов при наивысшей экономичности и с учетом других, ранее указанных, факторов.

Поскольку реальные графики нагрузки потребителей всегда несколько отличаются от прогнозируемых, а различные непредвиденные обстоятельства приводят к вынужденному отклонению от заданного графика нагрузки на электростанциях, в энергосистемах и объединениях, в отдельных энергорайонах постоянно возникают временные нарушения баланса мощности по сравнению с запланированным. Такие нарушения неизбежны в часы подъема и спада нагрузок, так как прогнозирование суточных графиков нагрузки до настоящего времени осуществляется по часовым точкам. Изменения баланса ведут к отклонениям частоты от номинального значения и изменениям перетоков мощности от их плановых значений, предусмотренных графиками нагрузки.

Широкое использование для прогнозирования ЦВМ, тщательный сбор и исследование статистических данных дает возможность повышать точность планирования оптимальных режимов. С развитием автоматизированной системы диспетчерского управления и расширяющимся внедрением ЦВМ для краткосрочного планирования и обслуживания диспетчера по ходу ведения режима появляется (и уже частично используется) возможность оперативной корректировки планов. Вероятность значительных внеплановых отклонений баланса мощности при этом существенно снижается.

Развитие систем автоматического регулирования частоты и активной мощности (АРЧМ) началось с внедрения в энергосистемах и создаваемых территориальных энергообъединениях автоматических регуляторов частоты, осуществлявших регулирование воздействием на одну из электростанций (обычно ГЭС), и локальных устройств регулирования (ограничения) перетоков мощности. Вместе с тем уже на начальном этапе разработки и внедрения этих систем проявилась тенденция к созданию комплексных систем централизованной или децентрализованной структуры, воздействовавших на несколько электростанций и совмещавших различные функции регулирования.

Так, для направления работ, проводившихся ОРГРЭС, было характерно создание устройств централизованной структуры, совмещавших функции автоматического регулирования частоты с экономическим распределением мощности между регулирующими электростанциями [Л. 2]. ВНИИЭ разрабатывало для работавшей изолированно ОЭС Юга децентрализованную систему, основанную на принципах участия в регулировании частоты всех основных электростанций с автоматической отработкой экономического распределения мощности между ними с помощью местных датчиков [Л. 3].

С включением ОЭС Юга в состав Единой энергосистемы исследования ВНИИЭ были направлены на разработку системы АРЧМ Юга с централизованным образованием управляющего воздействия построенной по иерархическому принципу в соответствии с иерархией диспетчерского управления: ОЭС — энергосистема — электростанция — агрегаты. Эта система должна осуществлять отработку задания более высокой ступени управления — централизованного устройства уровня ЕЭС СССР, регулируя суммарный обменный поток мощности по критерию «сетевых характеристик» с непрерывным экономическим распределением нагрузки ОЭС между энергосистемами, электростанциями и агрегатами (с приближенным учетом потерь в сетях), и ограничивать перетоки мощности по некоторым внутренним и внешним связям (резервируя также частично функции ограничения перетоков, возлагаемые на систему АРЧМ уровня ЕЭС СССР).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Этот принцип принят ОЭС Юга, где в системе АРЧМ предусматривается возможность передачи директивного задания энергообъектам в двух вариантах: в виде подлежащего отработке значения активной мощности и в виде оптимального значения относительного прироста, по которому на месте (децентрализованно) определяется соответствующая активная мощность [Л. 4].

При присоединении ОЭС Юга к ЕЭС по слабым связям через распределительные сети 110—330 кВ возникла крайняя необходимость в автоматизации регулирования и ограничения перетоков мощности между ОЭС Юга и ОЭС Центра. В связи с этим по предложению ЦДУ ЕЭС СССР ВНИИЭ было разработано и в настоящее время используется автоматическое устройство ограничения перетоков по связям Юг — Центр с пунктом управления на Змиевской ГРЭС и воздействием на эту ГРЭС и две крупные ГЭС Днепровского каскада.

Опытное внедрение системы ВНИИЭ намечено ограничить пределами ОЭС Юга, где ранее были развернуты работы по оснащению электростанций устройствами управления активной мощностью. Ее реализация потребует развития сети каналов связи и приспособления большого числа тепловых станций к регулированию системных параметров.

Для других ОЭС и ЕЭС СССР в целом для автоматизации управления активной мощностью принята разработанная Энергосетьпроектом система АРЧМ, основанная на принципе раздельного регулирования плановых и внеплановых нагрузок [Л. 5].

Регулирование плановых изменений нагрузки производится, как правило, вручную путем реализации графиков нагрузки, задаваемых каждой электростанции на предстоящие сутки. Графики суточного изменения нагрузки электростанций вычисляются заранее на основании прогнозируемых данных режима энергосистем на предстоящие сутки с учетом действующих ограничивающих и экономических факторов: допустимых регулировочных диапазонов электростанции, пределов передаваемой мощности по связям, характеристики относительного прироста расхода топлива, потерь в сетях и др.

Регулирование внеплановых изменений нагрузки осуществляется автоматическим поддержанием заданных значений частоты и обменной мощности и ограничением перетоков мощности по перегружающимся межсистемным транзитным связям объединенных энергосистем. Внеплановые нагрузки распределяются с приближенным учетом экономических факторов и особенностей электростанций.

Система АРЧМ ЕЭС в структурном отношении выполняется с использованием иерархического принципа с централизованным управлением объектами на уровнях ЕЭС и ОЭС (см. рис. 1).

На верхнем уровне иерархии — уровне ЕЭС — централизованная система осуществляет астатическое регулирование частоты в масштабах ЕЭС и ограничение перетоков мощности перегружающихся основных транзитных связей. Управляющее воздействие формируется на диспетчерском пункте ЕЭС и передается в систему АРЧМ нижестоящего уровня — в централизованную систему АРЧМ уров-

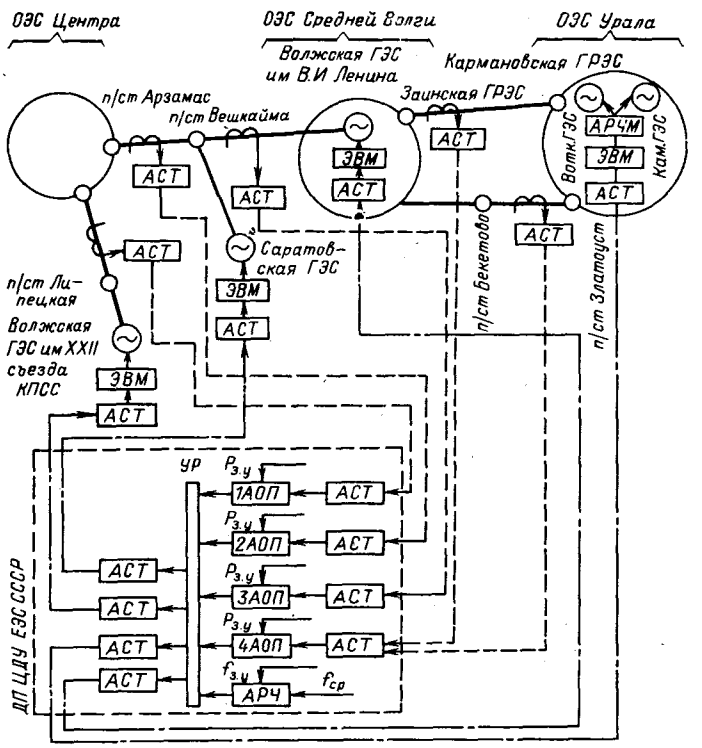


Рис. 1. Централизованная система регулирования частоты и мощности в ЕЭС СССР.

АРЧ — автоматический регулятор частоты; *АОП* — автоматический ограничитель перетока; *УР* — устройство распределения внеплановой мощности; *ЗВМ* — задатчик внеплановой мощности; $f_ф$ — фактическая частота; $f_{з.у}$ — заданная уставка частоты; $P_ф$ — фактическая величина перетока активной мощности; $P_{з.у}$ — заданная уставка ограничиваемого перетока активной мощности; *АСТ* — устройства и аппаратура связи и телемеханики; ——— — каналы телеизмерения; —·—·— каналы телерегулирования.

ня ОЭС или систему АРЧМ электростанций непосредственного подчинения. Централизованная система регулирования ОЭС осуществляет регулирование частоты и обменной мощности по критерию «сетевых характеристик» и ограничение перетока мощности по перегружающимся внутренним и внешним связям энергообъединения.

Использование принципа раздельного регулирования плановых и внеплановых изменений нагрузки снижает потребность в размерах регулировочного диапазона и позволяет осуществить систему регулирования поэтапно. На первом этапе — решить наиболее неотложные задачи управления режимами ЕЭС СССР с привлечением к регулированию ограниченного числа электростанций, а на последующих — усложнять и расширять задачи и одновременно увеличивать в требуемой мере состав участвующих объектов.

Действующая в настоящее время централизованная система регулирования верхнего уровня представляет собой первый этап намечаемой к осуществлению в перспективе системы АРЧМ уровня ЕЭС СССР. Размещенные на диспетчерском пункте ЦДУ ЕЭС устройства системного регулирования обеспечивают выполнение следующих режимов автоматического регулирования внеплановых изменений нагрузки:

режим астатического регулирования частоты, удовлетворяющий требованию: $\Delta f=0$, где Δf —

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

отклонение фактического значения частоты от ее заданного значения;

режим ограничения перетока мощности по межсистемным связям энергообъединений, обеспечивающий ограничение перетока при превышении заранее заданного значения с соблюдением закона регулирования: $\Delta P_{огр} \leqslant 0$, где $\Delta P_{огр}$ — превышение перетоком мощности предельно допустимого значения, заданного уставкой.

Система централизованного регулирования обеспечивает:

поддержание среднего в (10—15)-минутном интервале времени значения частоты;

ограничение перетока мощности по слабым связям с подавлением колебаний перетока с периодом 2—3 мин и более.

Процесс ограничения перетока мощности по связям осуществляется без нарушения баланса между потребляемой и генерируемой мощностями, для чего суммарная мощность электростанций, расположенных по разные стороны от участка сети, подвергшегося перегрузке, изменяется на одинаковые по величине, но разные по знаку, значения.

Управляющее воздействие, подаваемое от системы централизованного регулирования в виде задания изменения мощности на каждый регулируемый объект, определяется суммированием управляющих воздействий, приходящихся на этот объект от каждого вида регулирования. Участие объекта в отдельных видах регулирования задается заранее, а изменение его в оперативном порядке производится с таким расчетом, чтобы суммарный коэффициент усиления данного канала регулирования не изменялся. На электростанциях задание мощности реализуется со статизмом по частоте.

Для удовлетворения требований динамики регулирования воздействие на систему автоматического регулирования частоты и активной мощности регулируемых электростанций производится по пропорционально-интегральному закону, что позволяет обеспечить требования точности и быстродействия регулирования.

Для повышения помехоустойчивости по каналам телерегулирования передается лишь интегральная составляющая; пропорциональная же составляющая вырабатывается непосредственно на регулируемой электростанции.

В целях повышения экономичности и лучшего использования регулировочных диапазонов электростанций применяется автоматический возврат к прежней нагрузке электростанций после прекращения действия причин, вызвавших перегрузку контролируемой связи. В устройстве, используемом ЦДУ ЕЭС СССР, предусмотрена возможность осуществлять возврат после снижения перетока ниже уставки ограничителя на заданную величину (100 МВт и более).

Система централизованного регулирования частоты и активной мощности выполнена в следующем виде.

На диспетчерском пункте ЦДУ ЕЭС СССР расположены основные устройства регулирования, формирующие управляющие воздействия по частоте и ограничению перетоков мощности по связям на каждый регулируемый объект.

Ограничение перетока мощности осуществляется по следующим участкам сети 500 кВ:

Липецкие линии электропередачи Волгоград — Москва;

Куйбышевские и Ульяновские линии электропередачи Куйбышев — Москва;

линии Бекетово — Златоуст и Заинск — Карманово (суммарный переток).

В качестве регулируемых объектов системы централизованного регулирования используются: электростанции ОЭС Урала — Воткинская и Камская ГЭС (управляющее воздействие подается в систему централизованного регулирования ОЭС Урала, размещаемую на диспетчерском пункте ОДУ Урала); Волжская ГЭС имени В. И. Ленина; Волжская ГЭС имени XXII съезда КПСС; Саратовская ГЭС.

Структурная схема действующей в настоящее время системы централизованного регулирования частоты и активной мощности в ЕЭС СССР представлена на рис. 1.

Система регулирования осуществлена с использованием устройств аналогового принципа действия.

Для передачи телеинформации (телеизмерение перетоков мощности и частоты, телепередач управляющих воздействий на регулируемые объекты) используются кодо-импульсные системы телемеханики с временем передачи сигнала управления не более 1 с. Для повышения надежности телепередачи применяются два независимых канала связи (основной и резервный) с автоматическим переключением.

В системе централизованного регулирования ЕЭС СССР для предотвращения неправильной работы при возникновении нарушений режима регулирования предусмотрена система защит и блокировок, которая действует при делении ЕЭС на части, при неисправностях в устройствах системы регулирования и телемеханики, при неисправностях в основном оборудовании или в системе АРЧМ управляемых объектов и др.

Основные устройства управления, контроля и сигнализации, предназначенные для оперативного управления системой централизованного регулирования, размещаются на диспетчерском пульте, на одном из рабочих мест диспетчера ЦДУ ЕЭС СССР.

Аппаратура управления позволяет в оперативном порядке производить основные операции по назначению режима регулирования, осуществить команды: включить — отключить, установить уставку по частоте и ограничению перетока, изменить интенсивность регулирования, задать величину долевого участия в отдельных видах регулирования по каждому управляемому объекту, изменить суммарную мощность всех объектов одновременно или каждого в отдельности на требуемую величину и др.

Состояние системы централизованного регулирования ЕЭС в нормальных и аварийных условиях отображается световой сигнализацией на пульте и на панелях щита автоматического регулирования. Действие аварийной сигнализации сопровождается звуковой сигнализацией.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Вводу системы централизованного АРЧМ ЕЭС в работу предшествовали наладочные работы устройств системы регулирования и испытания ее в разных режимах с целью определения оптимального значения параметров настройки системы.

Испытания системы централизованного регулирования ЕЭС производились в режимах астатического регулирования частоты и астатического ограничения перетоков мощности на разных участках сети с различным составом и долевым участием регулирующих электростанций. Действие системы централизованного регулирования частоты проверялось при естественных и искусственных (путем изменения уставки заданной частоты) возмущениях при различной интенсивности регулирования. Ограничение перетоков мощности по связям при испытаниях проверялось путем изменения уставки предельного перетока по отношению к фактическому значению перетока.

В качестве иллюстрации приведены записи по регулированию частоты и ограничению перетока по связи.

На рис. 2 показан процесс регулирования частоты при значении коэффициента долевого участия $K_{д.уч}$ Волжской ГЭС имени В. И. Ленина (ВоГЭС) — 0,5; Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС (ВгГЭС) — 0,3; Воткинской ГЭС — 0,2 и интенсивности регулирования 100 МВт(с·Гц).

Регистрация параметров, характеризующих процесс регулирования частоты, производилась за период 40 мин.

Из рисунка видно, что отклонение частоты за период контрольной проверки работы системы регулирования не превышало ±0,02 Гц.

При этом изменение суммарной мощности регулирующих электростанций составляло величину порядка 500—550 МВт. Записи мощности регулирующих электростанций показывают, что фактическое изменение мощности Воткинской ГЭС в процессе регулирования относительно меньше, чем должно быть согласно значениям $K_{д.уч}$. Это обусловлено неидентичностью динамических и статических характеристик объектов регулирования, в том числе наличием дополнительной нечувствительности и задержки в канале телерегулирования Воткинской ГЭС за счет переприема управляющего воздействия на диспетчерском пункте ОДУ Урала.

Процесс ограничения перетока мощности показан при работе ограничителя перетока мощности на ВЛ 500 кВ на участке Арзамас — Вешкайма, наиболее часто подвергающемся перегрузке в суточном режиме.

Режимы передачи мощности по этой ВЛ характеризуются следующими особенностями: колебания перетока мощности с периодом от 5 до 10 с достигают 100—150 МВт; изменение средней величины перетока за время 60—100 с может иметь значение 150—250 МВт; скорость нарастания усредненного значения перетока мощности за время 20—30 мин может составлять 20—50 МВт/мин.

На рис. 3 показан процесс изменения перетока в режиме срабатывания и возврата автоматического ограничителя перетоков при воздействии на Волжскую ГЭС им. XXII съезда КПСС и Воткинскую ГЭС.

Режим ограничения перетока создавался искусственно — путем изменения уставки ограничителя до величины, на 200 МВт меньшей фактического среднего перетока. Режим возврата ограничителя создавался путем задания уставки, превышающей на 200 МВт (или несколько больше) значение фактического перетока.

Процесс ограничения завершается за время 60 с без перерегулирования при параметрах настройки: коэффициент воздействия по отклонению равен двум, постоянная времени интегрирования — 20 с. Процесс возврата в соответствии со значениями параметров настройки интенсивности регулирования длится несколько дольше.

На рис. 4 показан процесс ограничения перетока на 200 МВт от ограничителя перетока мощности ВЛ 500 кВ Арзамас — Вешкайма при воздействии

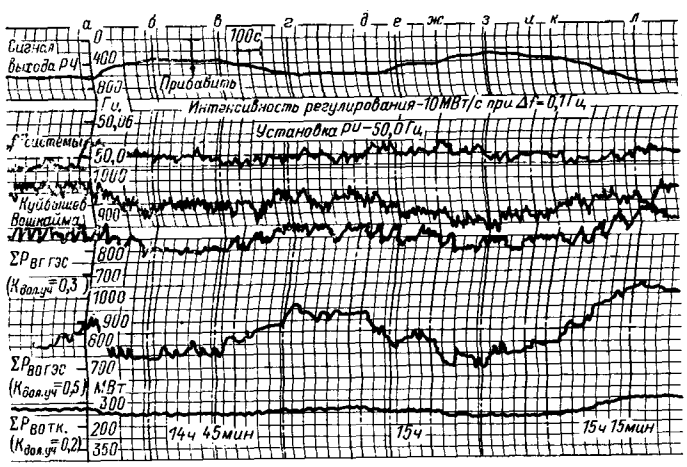


Рис. 2. Централизованное автоматическое регулирование частоты в ЕЭС с воздействием на ВоГЭС, ВгГЭС и Воткинскую ГЭС.

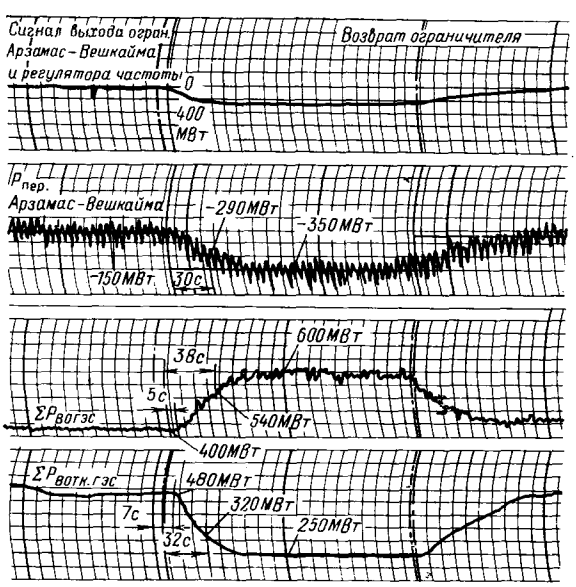


Рис. 3. Ограничение перетока Арзамас — Вешкайма с воздействием на ВгГЭС и Воткинскую ГЭС при $P_{уст}$=200 МВт; $T_{огр}$=20 с. Включен регулятор частоты с интенсивностью 100 МВт/(с·Гц).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

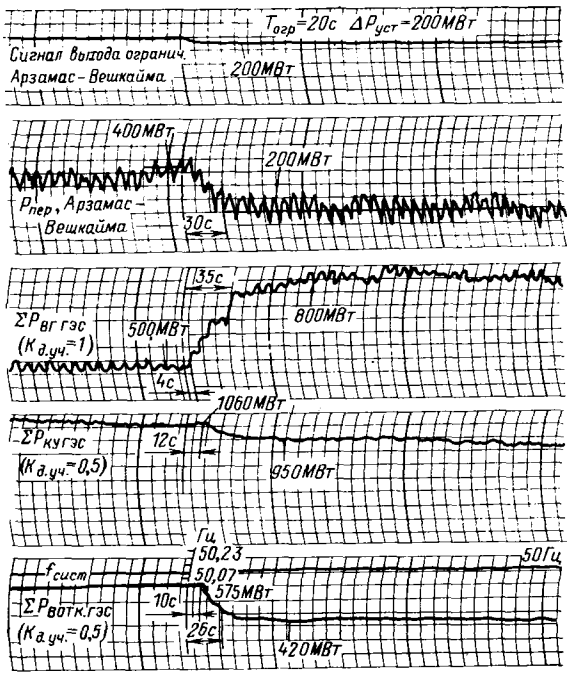


Рис. 4. Ограничение перетока Арзамас — Вешкайма с воздействием на ВоГЭС, ВгГЭС и Воткинскую ГЭС при $P_{уст}$ = =200 МВт; $T_{огр}$=20 с.

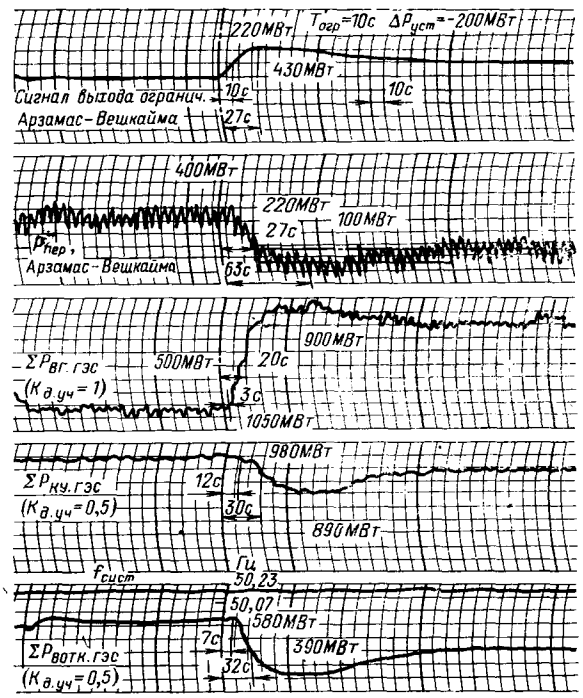


Рис. 5. Ограничение перетока Арзамас — Вешкайма с воздействием на ВоГЭС, ВгГЭС и Воткинскую ГЭС при $P_{уст}$ = =200 МВт; $T_{огр}$=10 с.

на Волжскую ГЭС им. XXII съезда КПСС, Волжскую ГЭС им. В. И. Ленина и Воткинскую ГЭС. Процесс регулирования завершился за время 50 с без перерегулирования. При этом Волжская ГЭС имени XXII съезда КПСС набрала примерно 250 МВт, Волжская ГЭС им. В. И. Ленина и Воткинская ГЭС разгрузились в сумме на 230 МВт.

На рис. 5 для сравнения представлен процесс регулирования в режиме ограничения перетока на величину 200 МВт при настройке ограничителя перетока с постоянной времени, равной 10 с, и коэффициентом воздействия *по отклонению*, равным четырем. Процесс ограничения осуществляется со значительным (примерно в полтора раза) перерегулированием, вызванным различной динамикой систем АРЧМ гидроэлектростанций. Время, за которое величина перетока контролируемого участка ВЛ 500 кВ достигает установившегося значения, не превышает 30 с.

Испытания и эксплуатация выполненной комплексной системы регулирования частоты и активной мощности подтвердили реализуемость и высокую эффективность автоматического централизованного регулирования частоты и ограничения перетоков мощности между энергообъединениями в масштабах ЕЭС.

Система централизованного АРЧМ позволила:

повысить надежность работы энергообъединений и экономичность режимов ЕЭС СССР;

улучшить качество электроэнергии по частоте;

более эффективно использовать резервы источников генерируемой мощности и пропускной способности межсистемных связей;

повысить качество и гибкость управления параллельной работой энергообъединений ЕЭС.

Московским отделением автоматизированных систем управления института «Энергосетьпроект» и ЦДУ ЕЭС СССР разработана и введена в опытную эксплуатацию экспериментальная цифровая система АРЧМ уровня ЕЭС с применением ЦВМ. Разработка цифровой системы АРЧМ проводилась с учетом опыта, полученного при создании и эксплуатации аналоговой системы. На первом этапе функции цифровой системы подобны описанным выше. Результаты наладки и испытаний цифровой системы показывают, что применение ЦВМ дает по сравнению с аналоговым устройством дополнительные возможности повышения гибкости оперативного управления и расширения задач, возлагаемых на системы автоматического регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кучкин М. Д., Совалов С. А.** Основные режимные требования к регулированию межсистемных перетоков и принципы регулирования. — В кн.: Сборник материалов научно-технического совещания по автоматическому регулированию перетоков мощности по межсистемным связям в г. Львове в 1963 г. М., «Энергия», 1965.

2. **Стернинсон Л. Д.** Автоматическое регулирование частоты и мощности по методу ОРГРЭС. М., Госэнергоиздат, 1959.

3. **Москалев А. Г.** Система и аппаратура ВНИИЭ для автоматического регулирования режима работы энергосистемы по частоте и активной мощности. М., Госэнергоиздат, 1960.

4. **Копылов И. Б., Федоров В. А., Щуров В. Н.** Системы автоматического управления режимом работы электростанций по частоте и активной мощности. — «Труды ВНИИЭ», 1967, т. XXXI.

5. **Кучкин М. Д.** Автоматическое регулирование режима крупных энергообъединений по частоте и активной мощности. — «Электричество», 1962, № 3.

[27.7.1975]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК [621.311.016.35]-52

Определение оптимальных управляющих воздействий противоаварийной автоматики в энергосистемах

Инж. ОКИН А. А.
ЦДУ ЕЭС СССР

Алгоритмы управляющих вычислительных комплексов, осуществляющих автоматическую дозировку воздействий противоаварийной автоматики, разрабатываются на основе проектных и долгосрочных эксплуатационных расчетов по выбору управляющих воздействий.

Осуществляемый в настоящее время на практике выбор управляющих воздействий в сложных энергосистемах с помощью программ расчета электромеханических переходных процессов основывается в значительной степени на инженерном опыте и интуиции и требует больших затрат инженерного труда и машинного времени. Оценка эффективности принятых решений сводится, как правило, лишь к проверке того, что выбранные воздействия обеспечивают сохранение устойчивости в области наиболее вероятных режимов. При этом остается невыясненным, дает ли предлагаемая автоматика максимум возможного увеличения устойчивости.

Поэтому создание алгоритмов и программ определения оптимальных управляющих воздействий для повышения устойчивости энергосистем является на текущем этапе одним из наиболее важных направлений разработки математического обеспечения автоматизированной системы диспетчерского управления на ЦВМ третьего поколения и совершенствования законов управления режимами энергосистем при аварийных возмущениях [Л. 1].

Разработка алгоритмов формирования управляющих воздействий ведется в настоящее время различными путями, например, на основе метода экстремальной группировки параметров или аппроксимации опытных точек вблизи границ областей устойчивости [Л. 2 и 3].

Для построения алгоритмов противоаварийного управления, обеспечивающих максимальное использование средств повышения устойчивости, целесообразно применить численные методы теории оптимального управления. Одна из основных трудностей при решении поставленной задачи состоит в том, что переходные электромеханические процессы в энергосистемах описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка.

Вопросы численного решения задач оптимального управления для сложных нелинейных объектов пока еще мало изучены, и наиболее целесообразные области применения тех или иных методов выявлены недостаточно.

Другая существенная трудность связана со спецификой противоаварийного управления в энергосистемах.

Широко используемый для численного решения задач оптимального управления принцип [Л. 4] рассматривает кусочно-непрерывные функции управления $u(t)$, имеющие на конечном отрезке времени конечное число разрывов первого рода. Управление должно присутствовать в течение всего времени перевода системы из начального состояния x_0 в заданное конечное состояние x_k или — в задачах с фиксированным временем — вдоль всего расчетного интервала.

Большинство применяемых в настоящее время в энергосистемах воздействий для повышения устойчивости (отключение генераторов и части потребителей, быстродействующая разгрузка турбогенераторов с помощью электрогидравлического преобразователя (ЭГП) и др.) осуществляется однократно. Для наибольшей эффективности противоаварийного управления воздействия подаются сразу же после выявления измерительными органами автоматики повреждения в энергосистеме, в начальной фазе переходного процесса. Дозировка воздействий достигается путем формирования их необходимой интенсивности и длительности.

Особые с точки зрения теории оптимальных систем свойства воздействий противоаварийной автоматики состоят в присутствии управлений лишь на некоторой части расчетного интервала и фиксированном (заданном) числе переключений управления. Численный метод определения воздействий автоматики в энергосистемах должен допускать совместный расчет этих управлений с управлениями, действующими по заданной временной программе (АПВ, ограничение мощности турбогенераторов и др.).

Предлагаемый численный метод расчета оптимальных управляющих воздействий является универсальным в отношении свойств допустимого класса управляющих функций.

Модифицированный метод локальных вариаций. Среди различных алгоритмов, основывающихся на методе динамического программирования и использующих различные идеи перебора и последовательного анализа вариантов, широкое распространение получил метод локальных вариаций, предложенный в [Л. 5].

Метод позволяет отыскивать лишь локальные минимумы функционалов. Однако благодаря этому значительно упрощается процедура поиска и сокращается количество операций, необходимых для отыскания экстремума.

Сформулируем задачу повышения устойчивости энергосистем средствами противоаварийной автоматики как задачу оптимального управления. Пусть управляемый переходный процесс описывается системой дифференциальных уравнений

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{z}, t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{x}=(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ — вектор фазовых координат,

$\mathbf{u}=(u_1, u_2, \ldots, u_r)$ — вектор управляющих функций,

$\mathbf{z}=(z_1, z_2, \ldots, z_l)$ — вектор возмущающих функций.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Длина расчетного интервала T, на котором оптимизируется переходный процесс, является фиксированной и выбирается достаточной для гашения с помощью средств повышения устойчивости сильных взаимных качаний роторов генераторов. На фазовые координаты и управляющие функции наложены ограничения:

$$\mathbf{x}(t)\in G(t);\ \mathbf{u}(t)\in U(t,\ x);\ (0\leqslant t\leqslant T). \qquad (2)$$

Начальное $\mathbf{x}_0$ и конечное $\mathbf{x}_\infty$ условия динамического перехода для вектора фазовых координат заданы.

Требуется найти такую фазовую траекторию $\mathbf{x}(t)$ и соответствующее ей управление $\mathbf{u}(t)$ на интервале $[0,\ T]$, удовлетворяющие ограничениям (2), которым соответствует минимум функционала

$$F=\int_0^T f_0(\mathbf{x},\ \mathbf{u},\ t)\,dt. \qquad (3)$$

Будем рассматривать здесь только интегральные критерии качества переходного процесса вида

$$F=\int_0^T x^2dt\Rightarrow\min, \qquad (4)$$

хотя описываемый метод применим и для более широкого класса функционалов (в выражении (4) x — отклонение координаты от установившегося значения). Интегральный класс функционалов применительно к задаче повышения устойчивости энергосистем является универсальным, так как к нему может быть отнесен целый ряд критериев качества, использующих квадратичные формы фазовых координат, для которых оптимальное управление обеспечивает наибольшие области устойчивости.

В методе локальных вариаций [Л. 5] варьирование фазовой траектории $\mathbf{x}(t)$ осуществляется на сетке, разбитой в $(n+1)$-мерном пространстве компонент вектора $\mathbf{x}$ и скаляра t. Так как в задаче программного противоаварийного управления размерность вектора управления обычно меньше размерности фазового вектора, выполнение элементарной операции связано со значительными вычислительными трудностями. Поэтому вариацию будем производить не в фазовом пространстве, а в r-мерном пространстве управлений.

Элементарную операцию построим следующим образом. Пусть имеем достаточно малый интервал $[t',\ t'']$. Примем функцию управления постоянной на этом интервале. При наличии ограничений на фазовые координаты полагаем, что эти ограничения приближенно выполняются и их проверку внутри интервала $[t',\ t'']$ не выполняем. При известных значениях фазовых координат $\mathbf{x}(t')=\mathbf{x}'$ и постоянной функции управления требуется определить координаты системы x'' для момента t'' и соответствующее приращение функционала на этом интервале:

$$\Delta F=\int_{t'}^{t''} x^2dt. \qquad (5)$$

Сформулированная вспомогательная вычислительная задача представляет собой в данном случае задачу Коши для дифференциальных уравнений (1). Задача выполнима всегда и имеет единственное решение, причем для сохранения свойства управляемости системы каждый интервал $[t',\ t'']$ необходимо разбить на такое количество подынтервалов (шагов интегрирования), при котором для $t=t''$ была бы обеспечена зависимость всех компонент фазового вектора от функции управления.

Поиск оптимального решения ведем с использованием предложенного в [Л. 5] итерационного процесса последовательных приближений путем локального варьирования на координатной сетке.

Предварительно рассмотрим управления, присутствующие на некотором интервале $[t_{\text{нач}},\ t_{\text{кон}}]$, являющемся частью расчетного интервала $[0,\ T]$:

$$0\leqslant t_{\text{нач}}\leqslant t_{\text{кон}}\leqslant T, \qquad (6)$$

где $t_{\text{нач}}$ и $t_{\text{кон}}$ — моменты времени, соответствующие подаче и съему управляющего сигнала. Как правило, $t_{\text{нач}}$ задано и определяется характеристиками аппаратуры, выявляющей повреждения в энергосистеме.

Большую часть практических расчетов по выбору управляющих воздействий, повышающих устойчивость, можно свести к оптимизационной задаче: найти длительность управляющего воздействия (момент съема управляющего сигнала $t_{\text{кон}}$) и его величину (амплитуду), доставляющие минимум функционалу (4) при ограничениях:

$$\left.\begin{aligned}\mathbf{u}_{\min}\leqslant\mathbf{u}(t)\equiv\mathbf{u}\leqslant\mathbf{u}_{\max}\ &\text{при}\ t_{\text{нач}}\leqslant t\leqslant t_{\text{кон}}\\ \mathbf{u}(t)\equiv 0\ &\text{при}\ 0\leqslant t<t_{\text{нач}}\\ &\text{и}\ t_{\text{кон}}<t\leqslant T\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Условие (7) одновременно означает однократность воздействия.

Алгоритмизация метода и численное решение задачи на ЦВМ требует построения формализованной схемы поиска, допускающей расчет различных управляющих воздействий, применяемых в энергосистемах, в том числе управлений в разных точках энергосистемы одновременно.

Назовем варьируемыми параметрами управляющей функции или коротко параметрами управления $\Pi_{\text{у}}$ следующие величины:

величину управляющего сигнала, подаваемого на вход регулятора возбуждения, в допустимых границах его изменения $u_{k\min}\leqslant u_k\leqslant u_{k\max}$ на k-м расчетном интервале $[t_{k-1},\ t_k]$, $(k=1,\ 2,\ \ldots,\ N)$;

длину управляющего импульса $T_{\text{и}\min}\leqslant T_{\text{и}}\leqslant T_{\text{и}\max}$, подаваемого на вход системы регулирования турбины при заданной его амплитуде A;

амплитуду управляющего импульса $A_{\min}\leqslant A\leqslant A_{\max}$, подаваемого на вход системы регулирования турбины, при заданной его длине $T_{\text{и}}$;

интенсивность коммутационного воздействия (количество отключаемых генераторов, реакторов, величина тормозных активных сопротивлений и др.) при заданной временной программе коммутаций;

длительность коммутационного воздействия $0\leqslant T_k\leqslant T_{k\max}$ при заданной его интенсивности.

Разобъем координатную сетку в $(r+1)$-мерном пространстве вектора $\mathbf{u}$ и скаляра t.

Пусть амплитуда импульса A может изменяться с заданным достаточно малым шагом $\Delta A=(A_{\max}-A_{\min})/k$, а его длина $T_{\text{и}}$ — с шагом дискретизации переходного процесса во времени

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$\Delta T_и=\tau=T/N$. С тем же шагом $\Delta T_k=\tau$ может изменяться длительность коммутационного воздействия T_k. Ступени коммутационных воздействий задаются списками воздействий в порядке возрастания их интенсивности.

Игольчатую вариацию управляющего сигнала на k-м расчетном интервале $\Delta u_k=|u_{k\max}-u_{k\min}|$, а также ступени изменения интенсивности коммутационных воздействий, амплитуды управляющих импульсов ΔA и времени $\Delta T_и$ и ΔT_k назовем вариациями параметров управления $\Delta П_у$. Выбор величины $\Delta П_у$ для каждого параметра управления и шага по времени τ определяется, с одной стороны, необходимой точностью решения, а с другой — достаточной скоростью его получения.

При введенных обозначениях задача поиска оптимальной программы противоаварийного управления состоит в следующем:

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{x}(t)=f(\mathbf{x}(t),\ \mathbf{z}(t),\ П_y(t));\\ &F(П_у)=\int_0^T x^2dt=\min, \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

где f — вектор-функция; $П_у$ — r-мерный вектор.

$$П_{у\min}\leqslant П_у\leqslant П_{у\max}. \qquad (9)$$

Варьирование любого параметра управления может выполняться

$$\text{«вверх»}\quad \tilde{П}_у=П^i{}_у+\Delta П_у, \qquad (10)$$

$$\text{или «вниз»}\quad \tilde{П}^i{}_у=П^i{}_у-\Delta П_у. \qquad (11)$$

В обоих случаях проверяется выполнение ограничений (9).

Будем последовательно варьировать компоненты вектора $П_у$. Предположим, что на k-й итерации нами уже проварьирован $(j-1)$-й параметр управления. Тогда вычислительную схему метода при варьировании j-го параметра запишем следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} &\text{Если } F(П_у)>(F(\tilde{П}_у):\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}+\\ &+\Delta П^i{}_у)\Rightarrow П^i{}_{yk+1}=\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}+\Delta П^i{}_у;\\ &\text{Если } F(П_у)\leqslant(F(\tilde{П}_у):\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}+\\ &+\Delta П^i{}_у)\Rightarrow\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}-\Delta П^i{}_у;\\ &\text{Если } F(П_у)>(F(\tilde{П}_у):\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}-\Delta П^i{}_у)\Rightarrow\\ &\Rightarrow П^i{}_{yk+1}=\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}-\Delta П^i{}_у;\\ &\text{Если } F(П_у)\leqslant(F(\tilde{П}_у):\tilde{П}^i{}_{yk}=П^i{}_{yk}-\\ &-\Delta П^i{}_у)\Rightarrow П^i{}_{yk+1}=П^i{}_{vk}. \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

В пределах одной итерации схема (12) применяется ко всем параметрам управления $П^i{}_у$ $(j=1, 2, \ldots, r)$. Из (12) следует, что к концу k-й итерации будем иметь $F(П_у)_k\leqslant F(П_у)_{k-1}$.

Итерационный процесс продолжаем до тех пор, пока на l-й итерации не получим $П^j{}_{yl}=П^j{}_{yl-1}$ для всех $j=1, 2, \ldots, r$. Это означает, что вариация ни одного из параметров управления в пределах заданных ограничений на область управления не привела к уменьшению функционала.

Предложенный метод можно рассматривать как метод покоординатного спуска в заданной ограниченной области пространства управлений, стратегия которого определена итерационным алгоритмом.

Применение метода. Экспериментальная программа, реализующая описанный модифицированный метод локальных вариаций, составлена для ЦВМ М-222.

Критерием качества переходного процесса является значение функционала

$$F=\sum_{i=2}^{m} w_i\int_0^T(\delta_i-\delta_{i\infty})^2dt, \qquad (13)$$

где i — номер эквивалентного генератора $i=2, 3, \ldots, m$; δ_i — текущее значение взаимного угла i-го генератора в переходном процессе (по отношению к первому генератору); $\delta_{i\infty}$ — заданное значение взаимного угла i-го генератора в установившемся послеаварийном режиме (в общем случае отличное от значения этого угла в доаварийном режиме); w_i — весовой коэффициент, задаваемый для каждого генератора; T — длина расчетного интервала.

Управление, доставляющее минимум функционалу (13), стремится к гашению сильных взаимных качаний роторов генераторов, возникающих в результате возмущения.

При выборе модели электроэнергетической системы и алгоритма расчета электромеханического переходного процесса использованы подходы, рассмотренные в [Л. 6]: принят безытерационный принцип расчета электрического режима на шаге интегрирования на основе матрицы коэффициентов распределения напряжения.

Предусмотрена возможность представления каждого эквивалентного генератора по одному из трех видов уравнений:

без управляющего воздействия $E'=\text{const}$;

с воздействием на турбину $E'=\text{const}$;

с воздействием на турбину и учетом действия регулятора возбуждения и переходных процессов в роторе.

Принятая для последних двух видов генераторов запись уравнений системы регулирования турбины соответствует известной упрощенной модели. В этой модели собственно турбина представлена одним апериодическим звеном с постоянной времени парового объема. Система регулирования турбины моделируется интегрирующим звеном, замещающим эквивалентный сервомотор регулирующих клапанов, и двумя безынерционными звеньями, отображающими золотник сервомотора и элемент обратной связи.

Моделируется послеаварийное длительное ограничение мощности турбин (рис. 1,*а*). Сигналы для управления переходным процессом задаются в виде импульсов (рис. 1,*б*).

Оптимизируемыми параметрами управления являются:

длина управляющих импульсов, подаваемых на вход системы регулирования паровых турбин;

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

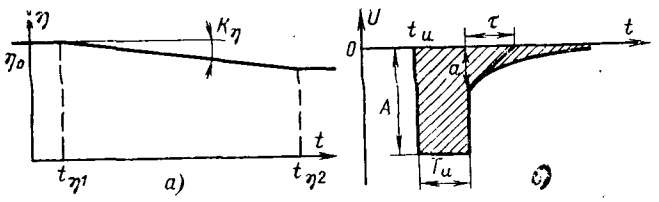


Рис. 1. Управляющие воздействия разгрузочной автоматики. *а* — через МИСВ; *б* — через ЭГП; *А* — амплитуда фронта; $T_и$ — длина импульса; *а* — амплитуда экспоненциальной части импульса; τ — постоянная времени экспоненциального съема.

амплитуда управляющих импульсов;

длительность любых коммутаций в схеме электрической сети, предназначенных для повышения устойчивости.

До начала работы основных блоков программы производится расчет и подготовка к дальнейшей работе всех необходимых матриц коэффициентов распределения напряжения. Расчет производится путем решения систем алгебраических уравнений для узловых напряжений по методу Гаусса с упорядоченным исключением неизвестных. Время, затрачиваемое на расчет матрицы коэффициентов, относительно невелико. Так, расчет матрицы для одного состояния электрической сети в схеме замещения, содержащей 24 узла и 7 эквивалентных генераторов, не превышает одной минуты, а в схеме на 60 узлов и 14 генераторов — 2,5 мин машинного времени.

Скомпонованные комплексные квадратные матрицы размером $m \times m$, приведенные к генераторным узлам, записываются в память ЦВМ. В этой библиотеке могут храниться матрицы, относящиеся к различным доаварийным схемам и режимам, видам и местам коротких замыканий и т. д.

Программа позволяет рассчитывать схемы, содержащие до 20 эквивалентных генераторов и 300 узлов и оптимизировать длину и амплитуду управляющих импульсов, подаваемых на вход системы регулирования турбин, максимально для шести эквивалентных генераторов. Одновременно может определяться оптимальная в смысле критерия (13) длительность одной коммутации. Это позволяет использовать программу в задачах комплексного противоаварийного управления в энергосистемах при одновременных воздействиях на разгрузку турбин тепловых электростанций, отключение генераторов, изменение параметров электропередач и т. д.

Сходимость решения к локальному минимуму в модифицированном методе локальных вариаций следует непосредственно из схемы поиска (12). Возникает вопрос, всегда ли найденное решение является искомым глобальным минимумом на множестве допустимых значений параметров управления. Для сложных нелинейных объектов условие единственности экстремума не установлено, и представления о свойствах минимизируемой функции могут быть получены лишь на основе многочисленных расчетов, проведенных при различных условиях.

Выполненные расчеты дают представление о минимизируемой функции $F(П_у)$ как о функции выпуклой в пределах области сохранения синхронной динамической устойчивости при условии, что на фазовые координаты и скорость их изменения не наложены ограничения.

Однако и при наличии ограничений в описанной программе сходимость к одному и тому же решению имела место в широкой области начальных приближений для функции управления. В большинстве выполненных расчетов решение было найдено достаточно быстро — за 5—18 итераций.

Расчеты показали, что благодаря принятому построению алгоритма и программы, удалось обеспечить удовлетворительное время расчета единичного переходного процесса. Для максимальной схемы, содержащей 20 генераторов (количество узлов схемы любое), время расчета переходного процесса на интервале длиной 4 с с шагом интегрирования h=0,02 с не превышает 3,5 мин машинного времени.

Общее время расчета по программе зависит от количества оптимизируемых управляющих воздействий и от близости к решению заданного начального приближения для функции управления. Для большинства контрольных примеров время, затраченное на выполнение расчета, находилось в пределах от 25 до 70 мин.

Методику построения законов противоаварийного управления с использованием программ оптимизации управляющих воздействий проследим на примере расчетов для схемы одной из энергосистем СССР.

Выбор дозировки воздействия разгрузочной автоматики. Рассматриваемая энергосистема (рис. 2) имеет избыток генерирующей мощности, который выдается в объединенную энергосистему по четырем межсистемным линиям, одна из которых (ВЛ *6—8*) является наиболее мощной связью. Линии работают длительно с большой загрузкой вплоть до значения, соответствующего 20%-ному запасу статической устойчивости.

При внезапных отключениях ВЛ *6—8* для сохранения статической устойчивости в послеаварийном режиме осуществляется ограничение мощности турбогенераторов ГРЭС-1 и 2 с помощью мотора изменения скорости вращения. Короткие замыкания на ВЛ *6—8* и ее отключения являются также тяжелыми динамическими возмущениями. При зна-

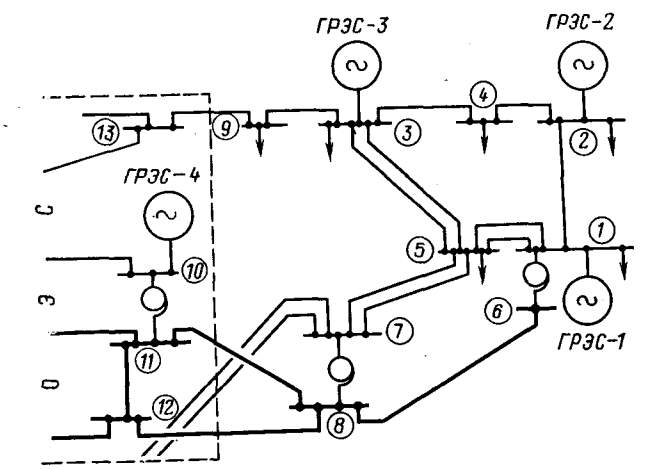


Рис. 2. Схема энергосистемы.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

чительной загрузке межсистемной электропередачи потоками активной мощности синхронная динамическая устойчивость не сохраняется.

Результаты расчетов устойчивости и оптимальной дозировки воздействий будем наносить на плоскость с координатами $П_р$—$П_в$, где $П_р$ — параметр доаварийного режима. В данном случае тяжесть доаварийного режима с точки зрения устойчивости будем оценивать по величине угла δ между векторами напряжения на передающем и приемном концах межсистемной электропередачи;

$П_в$ — интенсивность возмущающего воздействия (вид и место короткого замыкания), приближенно оцениваемая [Л. 7] по величине остаточного напряжения прямой последовательности $u_{1ост}$ на шинах ГРЭС-1 при коротком замыкании.

Быстродействующая разгрузка турбин блоков ГРЭС-1 и 2 используется как средство повышения синхронной динамической устойчивости. Оптимальная длительность управляющих импульсов $T_и$ рассчитана с помощью программы оптимизации воздействий противоаварийной автоматики энергетической системы.

Импульсы на разгрузку блоков ГРЭС-2 подаются с запаздыванием в 0,1 с на прохождение сигнала по высокочастотному каналу по отношению к импульсам на разгрузку блоков ГРЭС-1. Амплитуда воздействий — 4 отн. ед. Для исключения опасности нарушения устойчивости вследствие быстрого нарастания моментов турбин после съема управляющих импульсов, а также для повышения эффективности ограничения мощности блоков, осуществляемого со скоростью 25 МВт/с, съем импульсов выполняется ступенчато до 1 отн. ед., а затем экспоненциально с постоянной времени τ=1,5 с (рис. 1,*б*).

Как показали расчеты устойчивости, аварийные отключения ВЛ *6—8* при больших перетоках мощности приводят к нарушению устойчивости ГРЭС-1, 2 и 3 относительно остальной части ОЭС. При сильных качаниях генераторов этих электростанций возможны также нарушения устойчивости ГРЭС-4, вблизи шин высшего напряжения которой располагается электрический центр качаний.

Нарушение устойчивости любой из этих электростанций является в равной степени нежелательным. Поэтому весовые коэффициенты w_i, входящие в выражение для функционала (13), для каждой из них приняты равными единице.

Нарушения устойчивости остальных электростанций ОЭС при этом не происходит, так как они расположены в концентрированной приемной части объединения с относительно сильными взаимными электрическими связями. По этой причине для остальных генераторов принято w_i=0.

При расчете значений взаимных углов генераторов в послеаварийном установившемся режиме, необходимых для вычисления функционала (13), выделены два случая:

при передаче исходной мощности по межсистемной связи и отключения ВЛ *6—8* обеспечивается запас статической устойчивости послеаварийного режима не менее нормативного $K_{зап} \geqslant 8\%$;

при передаче исходной мощности и отключении ВЛ *6—8* запас статической устойчивости ниже нормативного или статическая устойчивость в послеаварийном режиме не обеспечивается.

В первом случае расчет соответствующего послеаварийного режима ведется для узловых балансов мощности доаварийного режима, но с внесением информации об отключении ВЛ *6—8*. Во втором случае, кроме того, вносятся изменения в информацию об узлах с учетом действия той минимальной ступени разгрузки блоков ГРЭС-1 и 2, при которой обеспечивается запас статической устойчивости послеаварийного режима $K_{зап} \geqslant 8\%$.

Расчеты оптимального управления произведены для режимов различных перетоков мощности по межсистемной связи и различной тяжести коротких замыканий на ВЛ *6—8*.

В качестве примера на рис. 3 показан переходный процесс при двухфазном на землю коротком замыкании на ВЛ *6—8* без импульсной разгрузки (нарушение устойчивости) — штриховые линии, и при оптимальном управлении (сплошные линии).

При недостаточной интенсивности воздействия могут иметь место глубокие качания или нарушение устойчивости, как это показано на рис. 4. Завышенная длительность импульсов (штриховые линии) опасна переторможением и нарушением устойчивости с отрицательным скольжением. Сплошные линии рис. 4 соответствуют недостаточной интенсивности воздействия. Синхронная динамическая устойчивость обеспечивается в данном случае лишь внутри довольно узкой области параметров управления. Найденное оптимальное управление является решением, учитывающим возможность нарушения устойчивости как с положительным, так и отрицательным скольжением.

По результатам расчетов оптимального управления построены кривые равной длительности управляющих импульсов (рис. 4). Пользуясь этими кривыми, можно определить оптимальную интенсивность воздействий на блоки ГРЭС-1 и 2 при любых сочетаниях режимов и возмущений.

Оптимальные управляющие воздействия левее кривой *ab* на рис. 4 или ниже плоскости *abc* на рис. 5 улучшают качество переходных процессов, однако не требуются для обеспечения устойчивости. Пространственное представление о поверхности оптимальной интенсивности воздействий дает рис. 6.

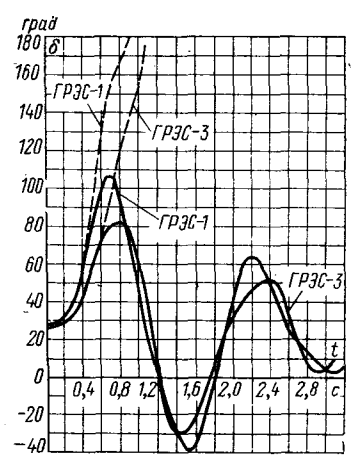


Рис. 3. Переходный процесс при двухфазном коротком замыкании на землю на ВЛ *6—8*.

——— — при оптимальном управлении; — — — — — неуправляемый переходный процесс.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

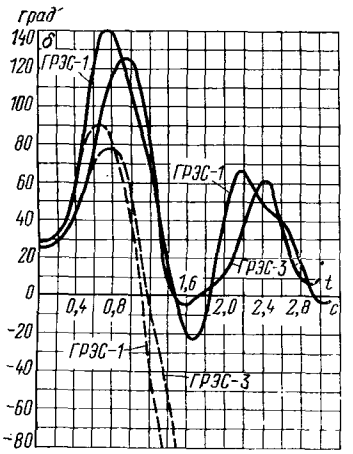


Рис. 4. Переходный процесс при двухфазном коротком замыкании при завышенной (— — — —) и недостаточной (———) интенсивности воздействия.

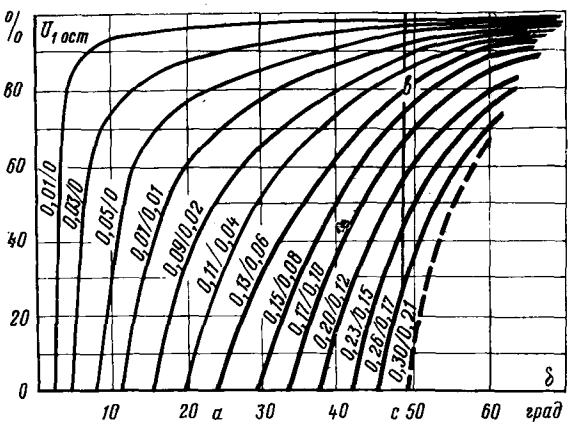


Рис. 5. Линии равной длительности управляющих импульсов $T_и$ (ГРЭС-1/ГРЭС-2).

Алгоритм дозировки воздействий противоаварийной автоматики построен с использованием полученных кривых равной длительности управляющих импульсов. Управляющее вычислительное устройство противоаварийной автоматики должно формировать необходимую интенсивность воздействий на основе заданных ей аппроксимирующих кривых и информации о характере доаварийного режима, виде и тяжести повреждения.

Для аппроксимации воспользуемся уравнением эллипса:

$$\frac{(a_1-\delta)^2}{a_2^2}+\frac{(b_1+u_{1ост})^2}{b_2^2}=1, \qquad (14)$$

где a_1, a_2, b_1, b_2 — коэффициенты аппроксимирующих уравнений, подбираемые по рис. 4.

Кривые равной длительности управляющих импульсов могут быть построены сколь угодно часто. Количество задаваемых кривых определяется возможностями реализации исполнительными устройствами требуемой интенсивности воздействия. В зоне между двумя кривыми интенсивность воздействия может быть принята неизменной или определяться с помощью интерполяции.

Коэффициенты аппроксимирующих уравнений и длительность управляющих импульсов зададим в табличной форме.

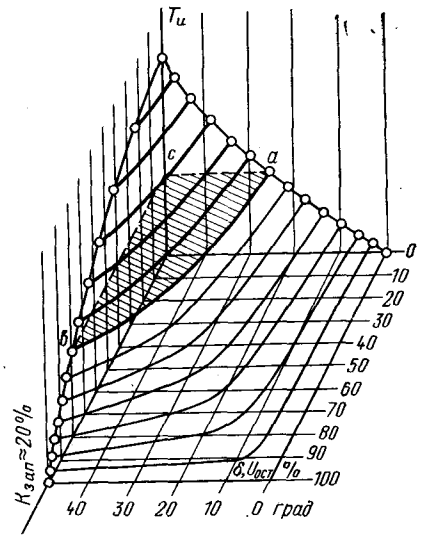


Рис. 6. Поверхность оптимальной интенсивности управляющих воздействий.

Номер ступени	Зона действия ступени ограничена аппроксимирующими кривыми (14)	Коэффициенты				Длительность управляющих импульсов $T_и$	
		a_1	a_2	b_1	b_2	ГРЭС-1	ГРЭС-2
0	справа	75	55	60	160	—	—
1	слева справа	75 76	55 50	60 55	160 154	0,15	0,08
2	слева справа	76 77	50 45	55 50	154 148	0,17	0,10
3	слева справа	77 78	45 41	50 45	148 142	0,20	0,12
4	слева справа	78 79	41 38	45 40	142 135	0,23	0,15
5	слева справа	79 80	38 34	40 35	135 128	0,26	0,18
6	слева справа	80 81	34 31	35 30	128 121	0,30	0,21
7	слева	81	31	30	121	0,34	0,25

При получении информации о коротком замыкании на ВЛ *6—8* вычислительное устройство последовательно просчитывает левые части уравнения (14) с коэффициентами таблицы и, сравнивая результаты с единицей, находит нужную ступень воздействия.

Алгоритм дозировки воздействий, заданный таблицей, обеспечивает интенсивность воздействий противоаварийной автоматики, близкую к оптимальной, при любых видах повреждений на ВЛ *6—8*, отключаемых с нормальным временем действия релейной защиты и выключателей.

При бо́льших временах отключения коротких замыканий положение поверхностей оптимальной длительности управляющих импульсов изменяется. Кривые равной длительности управляющих импульсов, аналогичные кривым на рис. 5, рассчита-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ны и построены для случаев отказа основной релейной защиты или одной фазы выключателя.

При фиксации затягивания времени отключения короткого замыкания и запуске *УРОВ* управляющее устройство дозировки воздействий производит переключение исполнительных цепей на соответствующие поверхности управления.

Предлагаемый алгоритм дозировки воздействий разгрузочной автоматики является достаточно простым и может быть реализован существующими техническими средствами. С помощью описанной программы в ЦДУ ЕЭС СССР ведутся расчеты по выбору управляющих воздействий противоаварийной автоматики на связях ОЭС Центра с ОЭС Юга и ОЭС Средней Волги в схеме сети ЕЭС на 14 генераторов и 60 узлов.

Выводы. 1. Достоинствами модифицированного метода локальных вариаций, обусловливающими перспективность его использования в промышленных программах расчета управляющих воздействий противоаварийной автоматики, являются:

простота программной реализации,

универсальность в отношении допустимого класса управляющих функций (возможность оптимизации воздействий в форме однократных импульсов и др.).

Метод не выдвигает специальных требований к уравнениям, описывающим движение управляемой системы. Благодаря этому для выбора управляющих воздействий противоаварийной автоматики могут использоваться подробные математические модели электроэнергетических систем, учитывающие реальные динамические характеристики оборудования (запаздывания, ограничения на параметры режима и скорость их изменения и др.).

2. Разработанная программа может быть использована для построения алгоритмов автоматической дозировки управляющих воздействий противоаварийной автоматики. Автоматическая дозировка может осуществляться управляющей вычислительной машиной на основе заданных аппроксимирующих функций поверхностей равного уровня интенсивности воздействий, построенных в пространстве параметров доаварийного режима и возмущения по результатам расчета программного оптимального управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Веников В. А., Портной М. Г.** Теория оптимального управления электрическими системами и задачи повышения их устойчивости. — «Электричество», 1974, № 3.

2. **Богатырев Л. Л., Стихин Г. П.** Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем. — «Электричество», 1975, № 12.

3. **Ковалев В. Д.** Синтез алгоритмов противоаварийного управления для обеспечения синхронной динамической устойчивости сложных энергосистем, Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1976 (ВЭИ им. В. И. Ленина).

4. **Болтянский В. Г.** Математические методы оптимального управления. М., «Наука», 1969.

5. **Крылов И. А., Черноусько Ф. Л.** Решение задач оптимального управления методом локальных вариаций. М., «Журнал вычисл. матем. и матем. физики», 1966, № 2.

6. **Окин А. А., Портной М. Г.** Расчет устойчивости сложных энергосистем на ЦВМ при линейном представлении пассивной части схемы. — В кн.: Сб. докладов «25 лет ВНИИЭ», 1969.

7. **Веников В. А., Жуков Л. А.** Упрощенная методика оценки динамической устойчивости электрических передач.— «Электричество», 1954, № 4.

[4.1.1977]

УДК 621.316.925.45.001.2

Методы построения измерительных органов с активными элементами

Инж. ТЕМКИНА Р. В.

Московский энергетический институт

В настоящее время в устройствах защиты и автоматики все более широкое применение находят такие элементы вычислительной техники, как операционные усилители (*ОУ*). Выпускаемые в интегральном исполнении *ОУ* обладают достаточно высокой надежностью и позволяют с высокой точностью выполнять различные устройства защиты, отличающиеся малым потреблением мощности от трансформаторов тока и напряжения [Л. 1 и др.].

При проектировании устройств с активными элементами возникает ряд новых вопросов, которые не нашли отражения в указанных работах. Одним из таких является вопрос рационального выбора передаточных функций, описывающих работу устройств, с учетом требований быстродействия и избирательности. Не менее важным является и вопрос выбора схем реализации устройств, обеспечивающих высокую стабильность характеристик при разбросах параметров пассивных и активных элементов. В статье рассмотрены указанные вопросы.

Широкие функциональные возможности *ОУ* во многих случаях не могут быть полностью использованы, если измерительные органы релейной защиты и автоматики будут строиться традиционными способами. Представляется целесообразной разработка типовых активных звеньев (решающих усилителей), на базе которых возможно построение различных измерительных органов.

Типовые звенья условно можно разделить на две группы. Первая группа — безынерционные частотно-независимые звенья, выполняющие линейные и нелинейные преобразования: сумматоры, инверторы, усилители-ограничители, формирователи абсолютных значений (одно- или двухполупериодные выпрямители), компараторы и т. д. Вторая

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

группа — частотно-зависимые линейные звенья с заданными постоянными времени (инерционные). Учитывая, что короткие замыкания в электрических системах сопровождаются затухающими свободными апериодическими и гармоническими составляющими, которые для защит, использующих принужденные составляющие токов и напряжения короткого замыкания, являются помехами, типовые элементы второй группы должны обеспечивать выполнение функций различного вида частотных фильтров.

Отдельное активное звено, содержащее *ОУ* с цепями коррекции (для стабилизации его работы) и цепями обратной связи, представляет многоэлементное устройство. В еще большей степени это относится к совокупности активных звеньев, реализующих достаточно сложные передаточные функции.

Многоэлементность структур в сочетании с *ОУ* обуславливает повышенную чувствительность реализации передаточных функций к отклонению параметров как активных, так и пассивных элементов звена. Поэтому при проектировании устройств автоматики и релейной защиты с использованием активных звеньев возникает необходимость минимизации их чувствительности в указанном выше смысле и дополнительной оценки устойчивости работы.

Аналитически активное звено (рис. 1) описывается передаточной функцией, представляющей отношение изображений входного и выходного напряжений

$$H(p)=\frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)}. \qquad (1)$$

С учетом реальных параметров *ОУ*, проводимости нагрузки $Y_н$ и отклонения δH передаточной функции при отклонении параметров пассивных элементов [Л. 3 и 4]

$$H(p)=-\frac{Y_{вх}(p)}{Y_{о.с}(p)}(1\pm\delta H)\times$$
$$\times\frac{1}{\left\{1+\dfrac{Y_{о.с}(p)+Y_н(p)+Y^{ОУ}_{вых}(p)}{A(p)Y^{ОУ}_{вых}(p)}\left[1+\dfrac{Y_{вх}(p)+Y^{ОУ}_{вх}(p)}{Y_{о.с}(p)}\right]\right\}}, \qquad (2)$$

где $Y_{вх}(p)$ и $Y_{о.с}(p)$ — передаточные проводимости четырехполюсников, включаемых соответственно между входом схемы и входом *ОУ* и входом и выходом *ОУ*; $Y^{ОУ}_{вх}(p)$, $Y^{ОУ}_{вых}(p)$ — входная и выходная проводимости *ОУ*; $A(p)$ — коэффициент передачи собственно *ОУ*; $Y_н(p)$ — проводимость нагрузки; δH — отклонение реальной передаточной функции от расчетной при отклонении параметров пассивных элементов, отнесенное к расчетной.

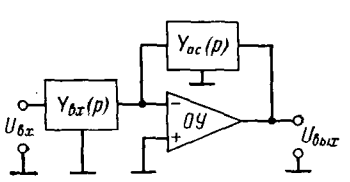


Рис. 1. Схема активного звена.

Относительная погрешность коэффициентов передачи активных звеньев на промышленной частоте, обусловленная реальными значениями параметров $A(p)$, $Y^{ОУ}_{вх}(p)$, $Y^{ОУ}_{вых}(p)$ выпускаемых промышленностью *ОУ* типа 1УТ402А ($E_п$=12,6 В), не превышает 0,5%.

Тогда, приняв с достаточной для наших условий точностью последний сомножитель в (2) равным единице, получим:

$$H(p)=-\frac{Y_{вх}(p)}{Y_{о.с}(p)}(1\pm\delta H). \qquad (3)$$

Влияние отклонений параметров пассивных элементов учитывается величиной

$$\delta H=\sum_i S^H_{x_i}\delta x_i, \qquad (4)$$

значение которой определяется относительными отклонениями δx_i параметров пассивных элементов x_i и чувствительностью S^H_{xi} передаточной функции к отклонению параметра каждого пассивного элемента x_i.

Если передаточную функцию (1) аппроксимировать отношением двух полиномов:

$$H(p)=\frac{1+a_1p+\ldots+a_mp^m}{1+b_1p+\ldots+b_np^n}, \qquad (5)$$

то чувствительность передаточной функции

$$S^H_{x_i}=\sum_{j=1}^{m}S^H_{a_j}S^{a_j}_{x_i}-\sum_{k=1}^{n}S^H_{b_k}S^{b_k}_{x_i} \qquad (6)$$

зависит от чувствительности передаточной функции к отклонениям коэффициентов аппроксимации

$$S^H_{a_j}=\frac{\partial H}{\partial a_j}\frac{a_j}{H},\quad S_{b_k}=\frac{\partial H}{\partial b_k}\frac{b_k}{H}$$

и от чувствительности коэффициентов аппроксимации к отклонениям параметров пассивных элементов

$$S^{a_j}_{x_i}=\frac{\partial a_j}{\partial x_i}\frac{x_i}{a_j},\quad S^{b_k}_{x_i}=\frac{\partial b_k}{\partial x_i}\frac{x_i}{b_k}.$$

Выражение (6) может быть записано для амплитудно- и фазочастотных характеристик. В ряде случаев может представить интерес оценка стабильности постоянных времени, частоты свободной составляющей или других параметров и характеристик как отдельных активных звеньев, так и устройства в целом.

Для уменьшения влияния разброса параметров пассивных элементов на характеристики устройства необходимо снижение чувствительности $S^H_{x_i}$ передаточных функций как к отклонениям коэффициентов аппроксимации, так и чувствительности последних к отклонениям параметров пассивных элементов.

В случае измерительных органов релейной защиты свобода выбора коэффициентов аппроксимации в (5) ограничена условиями формирования величин и требованием быстродействия и поэтому практически не может быть использована для снижения чувствительности. В таком случае стабильность характеристик измерительных органов должна обеспечиваться снижением чувствительности коэффициентов аппроксимации, т. е. рациональным выбором структуры измерительного органа и схем активных звеньев.

С этой целью следует сопоставить возможные схемы реализации по чувствительности к разбросу

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

параметров пассивных элементов и выбрать вариант, обеспечивающий наименьшие относительные отклонения от расчетных одной или нескольких характеристик: амплитудно- и фазочастотных, постоянной времени T и частоты $\omega_{св}$ свободной составляющей собственного переходного процесса.

Следует отметить, что проведенные расчеты показали незначительную зависимость чувствительности характеристик выбранного варианта от значений пассивных элементов.

Для реализации, например, фильтра нижних частот с передаточной функцией второго порядка и комплексно-сопряженными полюсами

$$H(p) = -\frac{H_0}{b_2 p^2 + b_1 p + 1} = -\frac{Y_{вх}(p)}{Y_{о.с}(p)} \qquad (7)$$

чаще других используются два варианта схем: с однопетлевой (рис. 2,*а*) и многопетлевой (рис. 2,*б*) обратными связями.

Передаточные проводимости $Y_{вх}(p)$ и $Y_{о.с}(p)$ в схеме рис. 2,*а* реализуются отдельными четырехполюсниками:

$$Y_{вх}(p) = \frac{1}{2R_1(1 + pT_{вх})}$$

и

$$Y_{о.с}(p) = \frac{1 + pT_1 + p^2 T_1 T_2}{R_2(1 + pT_1)},$$

где

$$T_{вх} = \frac{R_1 C_1}{2},\ T_1 = 2R_3 C_2,\ T_2 = \frac{R_2 C_2}{2}.$$

При использовании проводимостей $Y_{вх}(p)$ и $Y_{о.с}(p)$ для реализации передаточной функции (7) необходимо выполнение условия $1 + pT_{вх} = 1 + pT_1$, т. е. $T_{вх} = T_1$.

Следует отметить, что при отклонении параметров пассивных элементов от расчетных, условие $T_{вх} = T_1$ нарушается, что может привести к появлению дополнительной свободной апериодической составляющей с постоянной времени $T_{ап} = T_{вх}(1 + \delta T_{вх})$.

Коэффициенты аппроксимации в (7) определяются значениями параметров пассивных элементов:

$$H_0 = \frac{R_2}{2R_1},\ b_2 = R_2 R_3 C_2^2,\ b_1 = 2R_3 C_2.$$

Схемы с однопетлевой обратной связью по сравнению с другими, как правило, требуют большего количества элементов, что обусловлено раздельной реализацией передаточных проводимостей $Y_{вх}$ и $Y_{ас}$, каждая из которых может обладать рядом собственных частот. Однопетлевая обратная связь позволяет реализовать функции с высокой добротностью $Q = \sqrt{b_2}/b_1$ и независимо изменять проводимости $Y_{вх}$ и $Y_{о.с}$ для изменения значения H_0 [Л. 6].

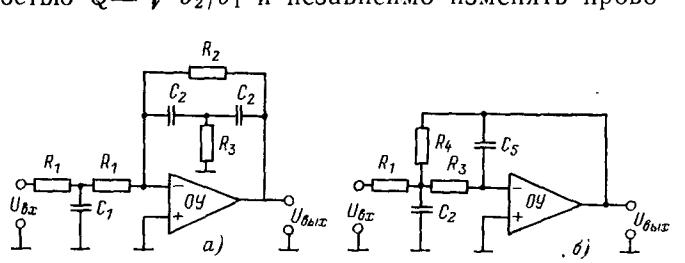


Рис. 2. Схема реализации фильтра нижних частот второго порядка.

Многопетлевая обратная связь образует ряд контуров. Передаточная функция схемы рис. 2,*б* определяется выражением из [Л. 6]:

$$H(p) = \frac{-\frac{R_4}{R_1}}{p^2 C_2 C_5 R_3 R_4 + pC_5 R_3\left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_3}\right) + 1}. \qquad (8)$$

Коэффициенты аппроксимации в выражении (7) равны:

$$H_0 = \frac{R_4}{R_1};\ b_2 = C_2 C_5 R_3 R_4;\ b_1 = C_5 R_3\left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_3}\right).$$

Выбор пассивных элементов рассмотрен в приложении.

Особенность схем с многопетлевой обратной связью состоит в использовании минимального числа пассивных элементов. Например, для реализации передаточных функций второго порядка используется пять резисторов и конденсаторов. Применение многопетлевой обратной связи позволяет построить схемы, в которых принципиально не появляются дополнительные свободные частоты даже при отклонениях параметров элементов от расчетных. Поэтому, как правило, при одинаковой (не очень высокой) добротности эти схемы оказываются более стабильными, чем схемы с однопетлевой обратной связью.

В качестве примера в таблице приведены результаты расчета относительных отклонений модуля δH и аргумента $\delta\varphi$ коэффициента передачи фильтра нижних частот при $\omega = \omega_{пр}$, частоты $\omega_{св}(\delta\omega_{св})$ и постоянной времени $T(\delta T)$ при реализации его передаточной функции (7) ($H_0 = 1{,}13$, $b_2 = 2{,}54 \cdot 10^{-6}$; $b_1 = 2{,}02 \cdot 10^{-3}$) схемами рис. 2,*а* и *б*. Расчет выполнен в соответствии с (4) и (6).

Схема	Характеристики			
	δH	$\delta\varphi$	$\delta\omega_{св}$	δT
Рис. 2, *а*	$\pm 3{,}1\delta x_i$	$\pm 3{,}4\delta x_i$	$\pm 5{,}1\delta x_i$	$\pm 2\delta x_i$
Рис. 2, *б*	$\pm 2{,}2\delta x_i$	$\pm 2{,}3\delta x_i$	$\pm 7\delta x_i$	$\pm 1{,}5\delta x_i$

Из таблицы видно, что многопетлевая обратная связь обеспечивает более стабильные характеристики (за исключением $\omega_{св}$).

Применение рассмотренных двух вариантов ограничивается расположением нулей передаточной функции [Л. 4 и 6]. Известны общие методы, позволяющие реализовать любую рациональную функцию независимо от расположения нулей с помощью *ОУ* с дифференциальным входом [Л. 6]. На рис. 3 показана структура схемы, получаемая при реализации функций общим методом. Особенностью схемы является использование дифференциального входа *ОУ* и положительной обратной связи наряду с отрицательной.

Передаточная функция звена определяется выражением из [Л. 6]:

$$H(p) = \frac{Y_1(Y_4 + Y_5 + Y_6) - Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3)}{Y_6(Y_1 + Y_2 + Y_3) - (Y_4 + Y_5 + Y_6)}, \qquad (9)$$

где $Y_1 - Y_6$ — эквивалентные проводимости пассивных RC-двухполюсников.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Если проводимости схемы удовлетворяют условию

$$Y_1+Y_2+Y_3=Y_4+Y_5+Y_6,$$

то первоначальная функция (9)У принимает вид:

$$H(p)=\frac{Y_1-Y_4}{Y_6-Y_3}. \qquad (10)$$

Существенными недостатками рассматриваемого общего метода реализации являются многоэлементность, повышенная чувствительность к отклонению параметров пассивных элементов, трудность настройки и регулировки звеньев [Л. 6]. Поэтому его целесообразно применять для реализации передаточных функций не выше второго порядка с нулем передачи

$$H(p)=\frac{b_r p^2+1}{b_2 p^2+b_1 p+1} \qquad (11)$$

и неминимально-фазовых цепей, когда реализация другими способами может оказаться затруднительной.

В основу проектирования устройства автоматики или релейной защиты на активных элементах должно быть положено его математическое описание в виде передаточных функций отдельных звеньев и их совокупности с учетом частотных характеристик устройства. Для оценки частотных характеристик используются асимптотические логарифмические амплитудно-частотные характеристики простейших звеньев — первого и второго порядков [Л. 7]. Ориентировочно необходимый порядок передаточной функции устройства можно определить, используя известные зависимости частотных характеристик от полюсов и нулей передаточных функций: каждый простой полюс обеспечивает наклон асимптотической характеристики, равный —20 дБ на декаду, комплексный полюс — наклон, равный —40 дБ на декаду, и каждый нуль обусловливает подъем характеристики с наклоном +20 дБ на декаду. При заданной степени подавления свободных составляющих можно ориентировочно определить наклон результирующей характеристики и необходимый порядок передаточной функции.

Способ реализации сложной многополюсной функции целесообразно выбирать на основе анализа чувствительности характеристик к отклонениям параметров элементов. Принципиально сложная многополюсная функция вида (5) или

$$H(p)=\pm\frac{1\pm\sum_{i=1}^{m}a_i p^i}{1+\sum_{j=1}^{n}b_j p^j}=\pm\frac{Q(p)}{P(p)} \qquad (12)$$

при $m\leqslant n$ может быть реализована схемой, содержащей один *ОУ* в соответствии со структурой, приведенной на рис. 3. Основным преимуществом подобной реализации является сведение к минимуму числа *ОУ*. Однако вследствие указанных выше недостатков, усугубляющихся при повышении порядка функции (12), реализация на одном *ОУ* функций высокого порядка не применяется.

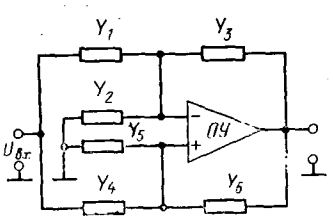


Рис. 3. Реализация активного звена на дифференциальном *ОУ*.

Расчеты чувствительности и экспериментальная проверка показали, что применение общего метода реализации уже для функций третьего порядка с нулем передачи приводит к необходимости тщательного с высокой степенью точности подбора параметров пассивных элементов. Повышение стабильности характеристик достигается при реализации искомой функции каскадным соединением апериодического звена первого порядка и колебательного второго порядка, причем структура последнего соответствует приведенной на рис. 3.

Для выбора структуры устройства, реализующего сложную функцию (12), определяются полюсы p_j и нули q_i функции $H(p)$, соответствующие корням уравнений $P(p)=0$ и $Q(p)=0$. Если из n корней $P(p)$ k—вещественные отрицательные, а остальные комплексно-сопряженные, то выражение (12) можно записать следующим образом:

$$H(p)=\prod_{i=1}^{k}\frac{A_i(p)}{(b_{0i}p+1)}\prod_{j=k+1}^{\frac{n-k}{2}}\frac{A_j(p)}{(b_{2j}p^2+b_{1j}p+1)}. \qquad (13)$$

Реализация каждого сомножителя в выражении (13) производится отдельным активным звеном. Звенья соединяются каскадно. Расчет и настройка звеньев существенно упрощаются и могут производиться независимо. Взаимное влияние звеньев практически отсутствует, поскольку выходные сопротивления звеньев, определяемые обычно выходным сопротивлением *ОУ*, малы, а входные, — определяемые внешними входными цепями, могут быть выбраны достаточно высокими.

Каскадная реализация сложных функций повышает стабильность характеристик устройств при отклонениях параметров пассивных элементов от расчетных и упрощает анализ чувствительности звеньев на стадии проектирования.

При проектировании устройств релейной защиты выбор сомножителей (13) сводится к определению коэффициентов аппроксимации b_{0i}, b_{1i}, b_{2j} и функций $A_i(p)$, $A_j(p)$. Выбор коэффициентов передаточных функций определяет как статические (частотные), так и динамические (характер и длительность собственных переходных процессов) характеристики звеньев. Учитывая требования, предъявляемые к характеру и длительности переходных процессов в частотно-избирательных элементах быстродействующих измерительных реле защит ВЛ 500—750 кВ [Л. 8], все звенья 2-го порядка целесообразно выполнять колебательными с собственной частотой, равной промышленной $\omega_{пр}$. При этом обеспечивается минимальное время установления фазы выходного напряжения.

При известной постоянной времени колебательного звена T_j коэффициенты передаточной функции второго порядка могут быть в этом случае

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

выбраны по выражениям [Л. 5]:

$$\left.\begin{aligned} b_{2j} &= \frac{T^2_j}{\omega^2_{\text{пр}} T^2_j + 1}; \\ b_{1j} &= \frac{2T_j}{\omega^2_{\text{пр}} T^2_j + 1}. \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

Постоянная времени T_j определяется либо условием ограничения длительности переходного процесса, либо условием получения необходимого аргумента коэффициента передачи звена на промышленной частоте:

$$\varphi_j(\omega_{\text{пр}}) = -\text{arctg}\frac{b_{1j}\omega_{\text{пр}}}{1 - b_{2j}\omega^2_{\text{пр}}}. \quad (15)$$

Выражение (15) при частоте собственного переходного процесса, равной промышленной, преобразовывается к виду

$$T_j = \frac{|\operatorname{tg}\varphi_j(\omega_{\text{пр}})|}{2\omega_{\text{пр}}}. \quad (16)$$

Коэффициент b_{0i} апериодического звена 1-го порядка также определяется либо условием ограничения постоянной времени ($b_{0i}=T_{0i}$), либо условием получения заданного аргумента коэффициента передачи

$$\varphi_i(\omega_{\text{пр}}) = -\text{arctg}\,\omega_{\text{пр}} T_{0i},$$

откуда

$$b_{0i} = T_{0i} = \frac{|\operatorname{tg}\varphi_i(\omega_{\text{пр}})|}{\omega_{\text{пр}}}. \quad (17)$$

Функции $A_i(p)$ и $A_j(p)$, произведение которых образует полином числителя в выражении (12), должны иметь порядок, не превышающий порядка знаменателя соответствующего сомножителя разложения (13): порядок $A_i(p)$ не выше 1-го, порядок $A_j(p)$ не выше 2-го. Так как корни $A_i(p)$ и $A_j(p)$ являются нулями общей передаточной функции (12), то они не оказывают влияния на характер собственных переходных процессов звеньев. В зависимости от вида $A_i(p)$ и $A_j(p)$ соответствующие активные звенья могут выполнять различные функции: при $A_i(p)=H_0$ или $A_j(p)=H_0$ — фильтров нижних частот 1 и 2-го порядков соответственно;

при $A_j(p)=H_0 p$ — полосно-пропускающих фильтров;

при $A_j(p)=b_r p^2+1$ — фильтров нижних частот с нулем передачи на частоте $\omega_r=1/\sqrt{b_r}$ и т. д.

В общем случае в измерительных органах с двумя подводимыми величинами формируются линейные функции тока $i_{\text{р}}(t)$ и напряжения $u_{\text{р}}(t)$. В переходном режиме короткого замыкания $i_{\text{р}}(t)$ и $u_{\text{р}}(t)$ несинусоидальны. Поэтому, используя изображения по Лапласу, сравниваемые величины можно представить в виде:

$$E_1(p) = K_1(p)\,U_{\text{р}}(p) + K_2(p)\,I_{\text{р}}(p);$$
$$E_2(p) = K_3(p)\,U_{\text{р}}(p) + K_4(p)\,I_{\text{р}}(p),$$

где $K_1(p)-K_4(p)$ — передаточные функции четырехполюсников в цепях сравниваемых величин. Частотные характеристики четырехполюсников, определяемые при $p=j\omega$, должны удовлетворять требованиям фильтрации сравниваемых величин, одновременно при $\omega=\omega_{\text{пр}}$, модули и аргументы коэффициентов передачи должны удовлетворять условиям формирования величин $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ для получения заданной характеристики измерительного органа [Л. 2].

Ниже рассматривается один из вариантов построения направленного реле сопротивления с круговой характеристикой в плоскости $Z_{\text{р}}=\dot{U}_{\text{р}}/I_{\text{р}}$ для защиты ВЛ 500—750 кВ, выполненного с использованием *ОУ* серии 1УТ402А. Сформированные электрические величины $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ сравниваются по фазе.

Для получения реле сопротивления, удовлетворяющего требованиям, предъявляемым к современным устройствам защиты, необходимы четырехполюсники с передаточными функциями высоких порядков. Каждая из функций $K_1(p)-K_3(p)$ (по условиям формирования $K_4(p)=0$) описывает весь комплекс операций с входными сигналами в соответствующей цепи реле сопротивления: умножение на вещественный коэффициент, инвертирование, поворот фазы, фильтрацию и т. д.

Формирование рабочей величины $E_1(p)$ отличается от традиционного отсутствием трансреактора. Функции последнего выполняет низкоомный резистивный шунт и активный фильтр (линейное преобразование тока в напряжение, совпадающее по фазе с током, может быть выполнено и с помощью *ОУ* [Л. 4]). Исключение трансреактора позволяет не только снизить потребление от измерительных преобразователей тока, но и несколько изменить частотную характеристику цепи (исключить характерное для трансреактора «подчеркивание» гармоник с частотой, превышающей промышленную) за счет незначительного замедления.

Для этого активный фильтр выполняется полосовым, что позволяет сохранить свойство дифференцирования низкочастотного сигнала ($\omega<\omega_{\text{пр}}$) и устранить (или, по крайней мере, снизить) усиление в области высоких частот ($\omega>\omega_{\text{пр}}$). Поскольку звено не должно вносить существенного замедления, полоса пропускания его должна быть достаточно широкой.

В рассматриваемом варианте реле сопротивления передаточные функции рабочей цепи $K_1(p)$ и $K_2(p)$ имеют характеристические полиномы (знаменатели) 5-го порядка:

$$K_1(p) = \frac{Q_1(p)}{P_1(p)} = \frac{k_1(c_r p^2+1)}{1 + f_1 p + \ldots + f_5 p^5} =$$
$$= K_{\text{т.н}} \frac{H_1}{(1 + a_1 p + a_2 p^2)} \frac{(c_r p^2+1)}{(1 + c_1 p + c_2 p^2)} \frac{H_3}{(d_0 p + 1)} H_4; \quad (18)$$

$$K_2(p) = \frac{Q_2(p)}{P_2(p)} = \frac{k_2(c_r p^2+1)p}{1 + f_1 p + \ldots + f_5 p^5} =$$
$$= K_{\text{I}} \frac{H_2 p}{(1 + a_1 p + a_2 p^2)} \frac{(c_r p^2+1)}{(1 + c_1 p + c_2 p^2)} \times$$
$$\times \frac{H_3}{(d_0 p + 1)} H_4. \quad (19)$$

Выбор полинома 5-го порядка обусловлен необходимостью высокой степени фильтрации при частотах, близких к промышленной (фильтр нижних частот 3-го порядка) и возможно меньшими замедлениями, вносимыми дополнительными схемами, обеспечивающими угол максимальной чувствительности (разворот векторов U и I выполняется

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

звеньями 2-го порядка, которые одновременно являются и дополнительными фильтрующими элементами).

Тождественность полиномов знаменателей $P_1(p)$ $P_2(p)$ обусловливает идентичность переходных процессов в цепях. Различие частотных характеристик (рис. 4) обусловлено различием полиномов числителей: цепь $K_1(p)$ является фильтром нижних частот, цепь $K_2(p)$ — полосовым.

Реализация передаточной функции (18) осуществляется промежуточным трансформатором напряжения $K_{т.н}$, фазоповоротной схемой, имеющей амплитудно-частотную характеристику фильтра нижних частот (H_1, a_1, a_2), сумматором H_4, фильтром нижних частот (ФНЧ) 3-го порядка с нулем передачи на частоте f_r=170 Гц (H_3, c_r, c_1, c_2, d_0) (рис. 5).

Передаточная функция (19) реализована схемой преобразования тока $I_р$ в напряжение с общим коэффициентом преобразования K_I, фазоповоротной схемой, имеющей характеристику полосового фильтра (H_2, a_1, a_2), сумматором (H_4) и фильтром нижних частот (c_r, c_2, c_1, d_0, H_3).

Фильтр нижних частот 3-го порядка, выполненный на двух звеньях, является основным частотно-избирательным элементом рабочей цепи. Вносимое им замедление позволяет получить время срабатывания реле порядка 30 мс (без нулевых начальных условий). Аргумент коэффициента передачи фильтра на промышленной частоте равен —90°. Для улучшения избирательности в диапазоне частот, близких к частоте среза, практически без снижения быстродействия, передаточная функция фильтра имеет нуль на частоте f_r=170 Гц.

Элементы, названные выше фазоповоротными схемами, выполняют как функции формирования, обеспечивая соответствующие аргументы коэффициентов передачи при $\omega=\omega_{пр}$, так и фильтрации.

Передаточная функция поляризующей цепи имеет характеристический полином четвертого порядка:

$$K_з(p)=\frac{Q_з(p)}{P_з(p)}=\frac{k_з p}{1+g_1 p+\ldots+g_4 p^4}=$$
$$=K'_{т.н}\frac{H_1}{(1+a_1 p+a_2 p^2)}\frac{H_5}{(1+b_1 p+b_2 p^2)}. \quad (20)$$

Передаточная функция (20) реализована промежуточным трансформатором напряжения ($K'_{т.н}$), фазоповоротной схемой, идентичной используемой в рабочей цепи (H_1, a_1, a_2), контуром «памяти», имеющим амплитудно-частотную характеристику

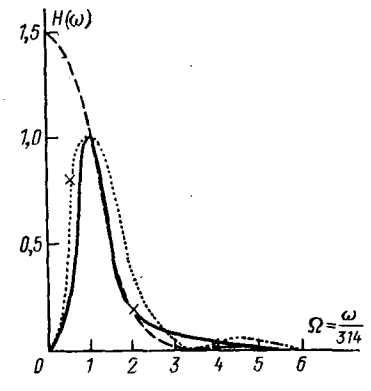


Рис. 4. Частотные характеристики цепей формирования и фильтрации реле сопротивления.
——— — поляризующая цепь;
– – – – — рабочая цепь ($KU_р$);
. . . . . — рабочая цепь ($KI_р$).

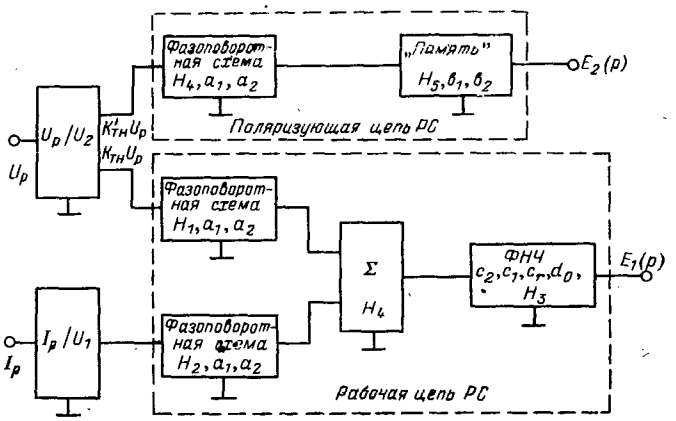


Рис. 5. Структурная схема цепей формирования и фильтрации реле сопротивления.

полосового фильтра (H_5, b_1, b_2). Постоянная времени полосового фильтра принята равной 15 мс для обеспечения четкой работы реле сопротивления при трехфазных металлических коротких замыканиях на шинах в месте установки защиты.

Частотная характеристика поляризующей цепи приведена на рис. 4.

На основании сравнения рассмотренных выше различных способов реализации, оценки чувствительности частотных характеристик к отклонениям параметров пассивных элементов, все частотно-зависимые звенья в реле сопротивления, за исключением фильтра нижних частот с нулем передачи, выполнены на схемах с многопетлевой обратной связью.

Рассмотренный вариант построения цепей формирования и фильтрации электрических величин был реализован на макете направленного реле сопротивления с потенциальной логической схемой сравнения фаз. Лабораторные испытания и испытания на электродинамической модели линии 500 кВ показали, что реле сопротивления правильно работает при всех видах коротких замыканий в диапазоне токов $I=(0{,}1—20)I_{ном}$, $I_{т.р}=0{,}1I_{ном}$, при $z_{y\,min}$=2,7 Ом на фазу время срабатывания (без нулевых начальных условий) составляет примерно 40 мс; потребление от источника постоянного тока не более 2 Вт на фазу, потребление от промежуточных элементов, согласующих измерительные активные цепи с основными трансформаторами тока и напряжения, не превышает 35 мВт.

Выводы. 1. Многоэлементность структур активных звеньев, используемых в измерительных органах релейной защиты, требует оценки чувствительности различных характеристик устройств к отклонениям параметров пассивных элементов от расчетных.

Анализ чувствительности различных схем реализации передаточных функций на стадии проектирования позволяет выбрать вариант, обладающий наибольшей стабильностью. Указанный анализ выявил целесообразность использования в устройствах защиты схем с многопетлевой обратной связью.

2. Предлагаемый метод определения порядка результирующих передаточных функций и их коэф-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

фициентов аппроксимации позволяет оптимальным, с точки зрения стабильности, избирательности и быстродействия, образом построить измерительные органы защиты.

Приложение. Исходные соотношения для выбора параметров пассивных элементов:

$$H_0 = \frac{R_4}{R_1};\ b_2 = C_2C_5R_3R_4;\ b_1 = C_5R_3\left(1+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}\right). \quad (П\text{-}1)$$

Дополнительные соотношения:

$$C_5 > \frac{1}{\omega}\,Y^{оу}_{вх};$$

$$Z_{вх}(p)\,|_{p=j\omega} = \frac{R_1}{1+H(p)\,pC_5R_3} > Z_{н.доп}, \quad (П\text{-}2)$$

где $Z_{н.доп}$ — допустимое сопротивление нагрузки на предыдущий элемент.

С учетом (1) и (2) можно записать:

$$\left.\begin{aligned} C_5 &> \frac{1}{\omega}\,Y^{оу}_{вх};\ R_4 = \frac{b_1}{C_5}\,\frac{1}{k};\\ R_1 &= \frac{b_1}{H_0C_5}\,\frac{1}{k};\ R_3 = \frac{b_1}{(H_0+1)\,C_5}\,\frac{(k-1)}{k};\\ C_2 &= \frac{b_2\,(H_0+1)\,C_5}{b_1^2}\,\frac{k^2}{(k-1)};\end{aligned}\right\} \quad (П\text{-}3)$$

$$Z_{вх}(j\omega) = \frac{b_1}{H_0C_5k\left[1+\dfrac{j\omega b_1H(j\omega)}{(H_0+1)}\,\dfrac{(k-1)}{k}\right]} > Z_{н.доп}, \quad (П\text{-}4)$$

где k — вещественный коэффициент, определяемый из (4).

Расчеты показывают, что оптимальной является величина $k=1{,}5$—$2{,}5$. Выбрав величину k из указанного диапазона, можно рассчитать все элементы по выражению (3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ванин В. К., Енин А. С.** Реле направления мощности на операционных усилителях. — «Электричество», 1975, № 7, с. 70—74.

2. **Фабрикант В. Л.** Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968. 266 с.

3. **Смолов В. Б.** Аналоговые вычислительные машины. М., «Высшая школа», 1972, 408 с.

4. **Проектирование** и применение операционных усилителей. Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М., «Мир», 1974. 470 с.

5. **Темкина Р. В.** Принципы выбора параметров колебательных звеньев фильтров нижних частот устройств релейной защиты. — «Труды МЭИ», 1974, вып. 199, с. 47—60.

6. **Хьюлсман Л. П.** Теория и расчет активных *RC*-цепей. М., «Связь», 1974. 240 с.

7. **Попов Е. П.** Автоматическое регулирование и управление. М., Физматгиз, 1962. 388 с.

8. **Будкин В. В.** Параметры частотно-избирательных схем реле сопротивления защит линий сверхвысокого напряжения. — «Электричество», 1971, № 6, с. 67—71.

[7.12.1976]

УДК 624.97:551.594.221.001.4

Поражения молнией Останкинской телебашни

Канд. техн. наук ГОРИН Б. Н., доктор техн. наук ЛЕВИТОВ В. И., канд. техн. наук ШКИЛЕВ А. В.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Известно, что число поражений молнией заметно возрастает с увеличением высоты сооружений. Диктуемая научно-техническим прогрессом и народнохозяйственными потребностями тенденция к увеличению числа высоких сооружений (телебашни, дымовые трубы, высокие переходы на ГРЭС и т. д.) выдвигает задачу обоснованного выбора молниезащиты как самих высоких сооружений, так и соседних с ними объектов. С другой стороны, большое число поражений весьма высоких объектов создает благоприятные возможности для постановки исследований молнии.

В статье излагаются некоторые результаты многолетних исследований молнии, проведенных на Останкинской телебашне в Москве. Наиболее представительный статистический материал к настоящему времени получен при фотографических и осциллографических исследованиях молнии.

Характеристики поражений молнией телебашни и поверхности земли вблизи нее. Телебашня высотой 540 м доминирует над окружающей местностью и строениями, что позволяет рассматривать ее как уединенное сооружение. Интенсивность грозовой деятельности в районе телебашни составляет в среднем 26 дней в год. Факт поражения телебашни устанавливался по показаниям счетчиков разрядов, размещенных непосредственно на телебашне, и по фотографиям разрядов, полученных с помощью автоматических фоторегистраторов [Л. 1—3]. За 8 лет установлено 239 поражений телебашни. Как видно из табл. 1, при сильной вариации числа поражений по месяцам годовое число разрядов варьирует меньше и в среднем составляет 30.

Фотографические регистрации осуществлялись на двух пунктах, расположенных на расстояниях 385 и 550 м от телебашни под углом 105° один от-

Таблица 1

Месяц	Число поражений по годам								
	1968	1969	1970	1971	1972	1973	1974	1975	в среднем
IV	0	0	7	0	0	0	0	0	0,9
V	2	13	0	2	12	6	2	10	5,9
VI	1	9	8	15	12	0	6	6	7,1
VII	6	8	4	0	2	1	19	0	5,0
VIII	12	2	0	10	14	25	1	10	9,2
IX	1	0	0	0	3	9	0	0	1,6
X	0	0	0	0	0	0	1	0	0,1
Всего	22	32	19	27	43	41	29	26	29,8

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

носительно другого. Каждый пункт оборудован двумя фоторегистраторами, установленными практически на уровне земли. Оптическая ось каждого фоторегистратора с полем зрения около 40° направлена в район вершины телебашни. Фоторегистраторы работают автоматически, запускаются от электромагнитного поля молнии, обеспечивают экспозицию около 0,3 с и позволяют получать фотографии разрядов как в ночное, так и в дневное время. За 8 лет получены фотографии 185 разрядов в телебашню, из них 37 одновременно с двух пунктов. Фотографии позволяют установить точку поражения, идентифицировать тип молнии и в ряде случаев с помощью ЦВМ [Л. 4] построить траекторию разряда.

Идентификация типа разряда — восходящий или нисходящий, производилась в основном по направлению разветвлений канала, так как известно, что канал ветвится в сторону движения лидера первой компоненты молнии. Кроме того, к нисходящим молниям были отнесены два разряда, поразившие телебашню значительно ниже вершины, и один разряд, поразивший телебашню вблизи вершины и имевший траекторию, заметно понижающуюся с увеличением расстояния от телебашни. В табл. 2 представлены данные о распределении точек поражений по высоте телебашни с указанием типа молнии.

Таблица 2

Высота точки поражения, м	Число поражений в зависимости от типа молнии		
	восходящие	нисходящие	неидентифицированные
540—537	74	1	101
525	1	1	—
505	—	—	2
480—430	—	3	—
340—325	—	2	—
Всего	75	7	103

Установлено, что все разряды, идентифицированные как восходящие, поразили телебашню не ниже уровня 505 м, причем большинство поразило вершину[1] (рис. 1). Аналогично распределены точки поражения неидентифицированными разрядами. Траектории восходящих разрядов и их разветвлений существенно отклоняются от вертикальной оси телебашни. Из 36 обработанных фотографий каналов молнии на угол, больший α, от оси отклонилось соответственно n каналов:

α	15°	25°	35°	45°	55°
n	34	29	14	5	2

В ряде случаев поражения башни восходящими разрядами наблюдаются длинные незавершенные лидеры с элементов телебашни, расположенных выше или несколько ниже точки поражения. Незавершенные лидеры от вершины зафиксированы и в отсутствие поражений.

Наибольший интерес представляют фотографии нисходящих разрядов, поразивших телебашню значительно ниже вершины. Они показаны на рис. 2. Эти разряды всегда имеют почти горизонтальную траекторию на прилегающем к телебашне участке достаточно большой длины. В тех случаях, когда длина такого участка могла быть оценена, она составила 200—300 м. Какого-либо резкого излома траектории от преимущественно вертикальной на преимущественно горизонтальную либо вообще нет, либо он лежит за пределами кадра. При общем горизонтальном направлении на телебашню траектория разряда может испытывать заметные колебания как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. Вероятно, это связано с сильной разветвленностью нисходящего лидера, причем преимущественное развитие получает та или иная его ветвь.

В некоторых случаях поражений нисходящими разрядами зафиксированы короткие незавершенные лидеры с вершины башни или элементов вблизи вершины, однако они необязательно направлены

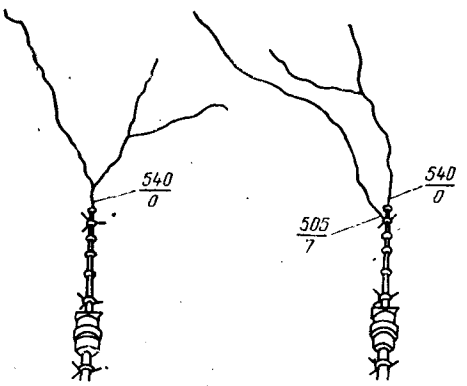


Рис. 1. Фотографии восходящих разрядов (в числителе — высота точки поражения; в знаменателе — расстояние от этой точки до оси телебашни).

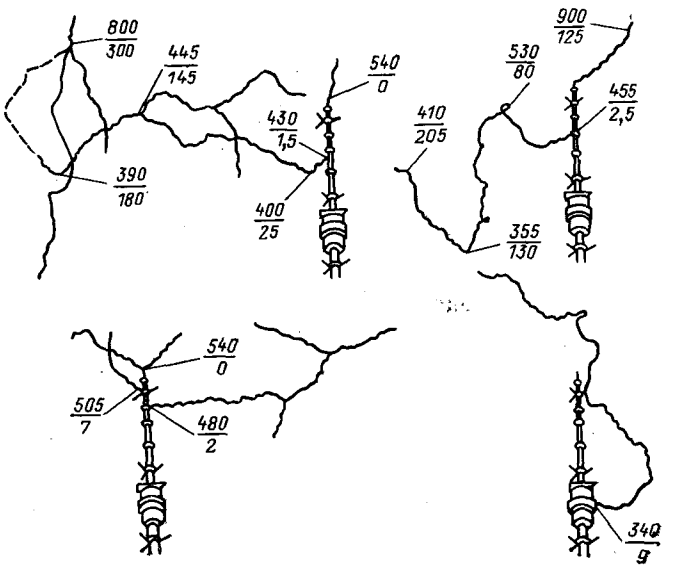


Рис. 2. Фотографии нисходящих разрядов (цифры в числителе — высота точки траектории над землей; в знаменателе — расстояние этой точки до оси телебашни).

[1] На фотографиях разрешаются расстояния более 3 м, поэтому под поражением вершины подразумеваются все поражения на расстояниях от 0 до 3 м от вершины.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

навстречу нисходящей молнии. Характерно, что точка контакта нисходящей молнии с телебашней не обязательно приходится на сильно выступающие элементы, такие как балконы или метеореи. В двух случаях определенно поражена сравнительно гладкая поверхность, хотя на 20—45 м ниже или выше точки поражения имелись металлические элементы, выступавшие на 10 м от поверхности башни.

При фотографических исследованиях обнаружена высокая поражаемость земли вблизи телебашни. Поскольку поверхность земли не видна, по фотографиям определялись координаты точки выхода из облака канала молнии, поразившей землю. Наличие на фотографии изображения телебашни с известными размерами позволяет достаточно точно построить масштабную сетку. Считая, что верхняя видимая на фотографии точка канала молнии находится на высоте нижней кромки облаков, можно определить остальные координаты верхней точки канала. При такой обработке фотографий использовались данные приборных измерений высоты нижней кромки облаков, полученные от метеостанции телебашни. Для рассматриваемых случаев высота варьировалась от 600 до 1000 м при среднем значении 700 м. Данные метеостанции принимались за нижнее значение высоты H_{min} точки выхода канала из облаков. Было принято, что верхнее значение $H_{max}=H_{min}+300$ м.

На рис. 3 показаны точки выхода из облаков каналов разрядов, поразивших поверхность земли вблизи телебашни за 7,5 лет. Характерной особенностью этих поражений земли является преимущественно вертикальная траектория разряда на участках значительной протяженности. При этом в отдельных случаях траектория разряда проходит в непосредственной близости от телебашни, на расстояниях от нее вплоть до 150 м. Плотность нисходящих разрядов в круге с радиусом $R=500$ м не ниже $4\ \frac{1}{км^2 \cdot год}$. Это значение превышает среднюю плотность разрядов на открытой местности, которая для района Москвы обычно считается равной примерно $2—2{,}5\ \frac{1}{км^2 \cdot год}$.

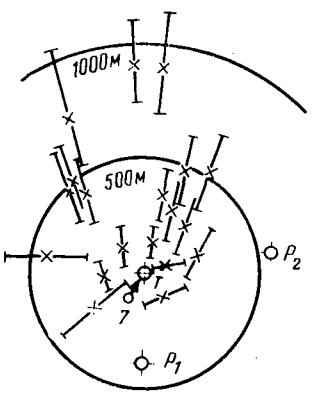


Рис. 3. Положение (в плане) точек выхода из облаков нисходящих разрядов, поразивших землю вблизи телебашни.

⊢×⊣ — область локализации точки выхода канала из облаков при $H_{min} \leqslant H \leqslant H_{max}$; T — телебашня; P_1 и P_2 — пункты регистрации; $^7 O\!\rightarrow$ — нисходящие разряды в башню.

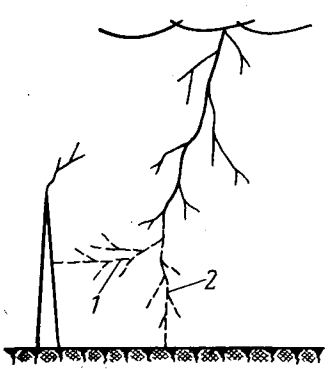


Рис. 4. Схема поражения нисходящей молнией высокого сооружения или земли.

Изложенные результаты позволяют дать следующую качественную картину особенностей развития разрядов молнии вблизи сооружений высотой 500—600 м на равнинной местности. Большинство разрядов в сооружение составляют восходящие молнии, возникающие за счет резкого усиления электрического поля у вершины сооружения. Восходящие молнии интенсивно разряжают грозовые ячейки, расположенные под сооружением в конусе с углом относительно его оси около 30—40°. В результате вероятность возникновения нисходящих молний от ячеек, расположенных в этом конусе, существенно уменьшается. Нисходящие молнии возбуждаются в грозовых ячейках, заметно смещенных от оси сооружения. Влияние высокого сооружения проявляется в том, что вследствие искажения электрического поля нисходящие лидеры приобретают преимущественное отклонение в сторону сооружения. Поражение такой нисходящей молнией поверхности земли или боковой поверхности сооружения определяется случайными причинами, проявляющимися в появлении тех или иных разветвлений нисходящего лидера (*1* или *2* на рис. 4) на нижней части его траектории.

Защитное действие вершины высокого сооружения различно по отношению к восходящим и нисходящим разрядам. Вершина сооружения обеспечивает эффективную защиту только от восходящих разрядов. Для элементов телебашни, находящихся в конусе с углом при вершине, равным или бо́льшим 12°, уже при превышении вершины над элементом $\Delta h/h=0{,}03$ обеспечивается вероятность прорыва менее 10^{-2} при общем числе поражений сооружения восходящими разрядами около 30 раз в год.

По отношению к нисходящим разрядам вершина сооружения не является молниеотводом и не обеспечивает защиты боковой поверхности сооружения. Вероятность прорыва нисходящей молнии к боковой поверхности телебашни на высоте h даже при $\Delta h/h \approx 0{,}65$ составляет не менее 0,1 при общем числе поражений телебашни молниями этого типа 1—2 в год.

Точно также высокое сооружение не обеспечивает надежной защиты от нисходящих молний поверхности земли в непосредственной близости от сооружения. Уже на расстоянии 200 м от оси телебашни плотность разрядов в землю можно считать такой же, как и на открытой местности. Не исключено, что плотность разрядов в землю вблизи высокого сооружения даже несколько возрастает.

Таким образом, весьма высокие сооружения обладают незначительным защитным действием по отношению к нисходящим разрядам.

Характеристики импульсных токов молний, поражающих телебашню. Осциллографические регистрации токов молнии имели своей целью установить статистические параметры импульсов тока молнии и особенности их формирования при поражении молнией весьма высокого сооружения.

Ток регистрировался с помощью пояса Роговского с интегрирующим RC-звеном, установленного

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

вблизи вершины телебашни на высоте 533 м. Автоматическая осциллографическая установка размещена внутри телебашни на высоте 381 м. Помехи в соединительном кабеле сведены к минимуму размещением кабеля внутри башни. Постоянная интегрирования RC-схемы равна 10^{-2} с. Время ответа измерительной схемы, включая линии задержки, не более 0,7 мкс. Осциллограф работает в ждущем режиме и запускается при уровне тока $I \geqslant 1$ кА.

Напряженность магнитного поля регистрировалась с помощью экранированной рамочной антенны с интегрирующим RL-звеном и автоматического осциллографа, установленных на расстоянии 385 м от основания телебашни, практически на уровне земли. При постоянной интегрирования RL-звена, равной $85 \cdot 10^{-5}$ с, схема регистрации имеет время ответа не более 0,5 мкс. Запуск осциллографа производится при $H \geqslant 0{,}1$ А/м. Более детальное описание схем регистрации содержится в [Л. 5].

Получены осциллограммы 37 импульсов тока для 12 разрядов, поразивших телебашню, причем 36 импульсов имеет отрицательную полярность, 1 — положительную. Учитывались лишь те импульсы, амплитуда которых была не менее $2 \cdot 10^3$ А. Распределение амплитуд импульсов тока I_A было следующим:

I_A, кА	5	7	10	15	20	25
p, %	83	50	30	13	8	3

Вершина телебашни преимущественно поражается восходящими молниями, поэтому распределение токов близко к наблюдавшемуся ранее [Л. 6 и 7] для восходящих молний. Получено также большое число осциллограмм импульсов напряженности магнитного поля при разрядах в телебашню. Если учитывать лишь импульсы с амплитудой более 1,5 А/м, то для 21 разряда в телебашню наблюдались только отрицательные импульсы, для четырех — положительные и один разряд содержал импульсы обеих полярностей.

Примеры типичных осциллограмм импульсов тока восходящей многокомпонентной молнии показаны на рис. 5,*а*. Длительность фронта зарегистрированных импульсов тока лежит в пределах от 1 до 2,5 мкс*, время полуспада — от 10 до 50 мкс. Характерная особенность всех импульсов тока состоит в том, что вслед за первым максимумом (I_1), регулярно имеет место второй I_A (рис. 5,*б*). Интервал времени Δt от начала импульса до начала второго максимума на всех осциллограммах приблизительно равен 3,6 мкс, что соответствует времени двойного пробега электромагнитной волны по телебашне. Относительное приращение тока $\Delta I / I_1$ варьирует в пределах от 0,1 до 0,4.

Регулярность второго максимума на импульсе тока и постоянство времени его возникновения определенно указывают на то, что он вызван приходом волны тока, отраженной от заземлителя телебашни (с сопротивлением около 0,2 Ом), к месту регистрации тока у вершины башни. Наличие такого переходного процесса в телебашне подтверждают и осциллограммы напряженности магнитного поля, регистрируемой в 385 м от телебашни (рис. 6). В начале всех импульсов напряженности поля регулярно наблюдается заметный пик, причем его максимальное значение достигается приблизительно через 3—4 мкс после начала импульса, а продолжительность пика близка к 5—8 мкс.

Таким образом, осциллограммы определенно отражают переходный процесс, возбуждаемый в телебашне, и потому могут быть использованы для оценки эквивалентного сопротивления молнии. Главная стадия молнии представляет собой процесс разряда заряженного канала молнии, обычно характеризуемого некоторым волновым сопротивлением, на пораженное заземленное сооружение [Л. 8—10]. В первом приближении формирование импульсов тока молнии при поражении телебашни может быть рассчитано по схеме замещения, изображенной на рис. 7,*а*. При контакте лидера молнии с телебашней заряженный канал молнии, отображаемый длинной линией с волновым сопротивлением $z_м$, разряжается на телебашню как на заземленную длинную линию с волновым сопротивлением $z_б$. Тогда импульс тока, регистрируемый у вершины телебашни и показанный на рис. 7,*б*, будет состоять из падающей волны I_1, на которую через время двойного пробега волны по телебашне ($\Delta t = 2h_б / C$) наложится волна $I_2 = I_1$, отраженная от земли, и волна I_3, отраженная от канала молнии [2]. Используя обычные соотношения для коэффициентов отражения волны тока от земли и от канала молнии, нетрудно получить следующее выражение,

* Исключения составляют один отрицательный импульс с фронтом длительностью 3,5 мкс и один положительный импульс с фронтом 25 мкс.

[2] Естественно, что ток, регистрируемый у заземленного основания башни, будет иметь другую форму и амплитуду, соответствующую удвоенной падающей волне тока.

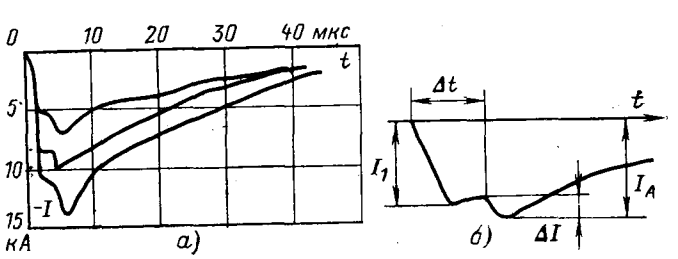


Рис. 5. Осциллограммы импульсов тока многокомпонентного разряда в телебашню и стилизованное изображение импульса тока.

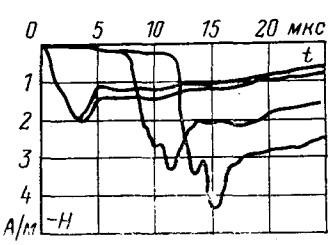


Рис. 6. Осциллограммы импульсов напряженности магнитного поля многокомпонентного разряда в телебашню.

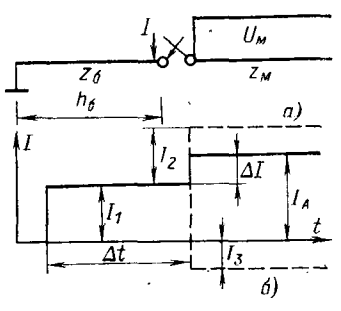


Рис. 7. Расчетная схема замещения (*а*) и идеализированный импульс тока у вершины телебашни (*б*).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

связывающее волновые сопротивления телебашни и канала, и характерные параметры импульса тока, регистрируемого у вершины сооружения:

$$z_м = z_б\left(2\frac{I_1}{\Delta I} - 1\right), \quad (1)$$

где

$$\Delta I = I_A - I_1 = (I_1 + I_2) - I_3.$$

Волновое сопротивление телебашни может быть оценено по известному соотношению, обычно используемому для вертикальных объектов:

$$z_б = 138 \lg \frac{2h}{d}, \quad (2)$$

где h — высота рассматриваемого участка объекта; d — диаметр объекта на высоте h.

Для вершины телебашни по (2) значение волнового сопротивления $z_б$ близко к 550 Ом; среднее значение волнового сопротивления телебашни близко к 275 Ом.

Таблица 3

Число случаев	Значение волнового сопротивления канала молнии $z_м$, кОм	
	$z_б = 550$ Ом	$z_б = 275$ Ом
11	2—3	1,0—1,5
10	3—4	1,5—2,0
3	7—8	3,5—4,0

В табл. 3 даны значения волнового сопротивления канала молнии $z_м$, рассчитанные по (1) для 24 осциллограмм импульсов тока молнии с известными I_1 и ΔI. Можно видеть, что значение $z_м$ сильно варьирует от случая к случаю, но во всех случаях больше 1 кОм.

Таким образом, исходя из осциллограмм тока при замещении молнии идеальной длинной линией каналу молнии следует приписать волновое сопротивление порядка тысяч ом, а не сотен ом, как это принималось ранее [Л. 9 и 10].

В заключение считаем необходимым отметить большую помощь, оказанную администрацией и сотрудниками Общесоюзной радиотелевизионной передающей станции при проведении данных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Горин Б. Н., Левитов В. И., Шкилев А. В.** Разряды молнии в Останкинскую телебашню. — «Электричество», 1972, № 2, с. 24—29.

2. **Сахарова Г. С., Тихомиров В. В., Шкилев А. В.** Автоматический фоторегистратор молний. — В кн.: Сборник трудов ЭНИН. Исследования молнии и высоковольтного газового разряда, 1975, № 43, с. 52—62.

3. **Результаты** наблюдений за поражениями молнией Останкинской телебашни. — В кн.: Сборник трудов ЭНИН. Исследования молнии и высоковольтного газового разряда, 1975, № 45, с. 63—77. Авт.: Б. Н. Горин, Г. С. Сахарова, В. В. Тихомиров, А. В. Шкилев.

4. **Берлина Н. С.** Построение в ортогональных координатах пространственной кривой по двум ее фотографиям, сделанным в произвольных плоскостях. — В кн.: Сборник докладов Всесоюзной школы — семинара по теории и практике программирования на ЭВМ «Мир». Душанбе, 1974, с. 98.

5. **Горин Б. Н., Сахарова Г. С., Шкилев А. В.** Измерения токов главной стадии при разрядах молнии в Останкинскую телебашню. — В кн.: Сборник трудов ЭНИН. Исследования молнии и высоковольтного газового разряда, 1975, № 43, с. 78—99.

6. **McEachron K. B.** Lightning to the Empire State Building. — «Electrical Engeneering (AIEE Transactions), 1941, vol. 60, p. 885—889.

7. **Berger K., Vogelsanger E.** Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1955—1963 auf dem Monte San Salvatore. — «Bull. SEV», 1965, 56, 1, S. 2—22.

8. **Горин Б. Н., Стекольников И. С.** Возвратные разряды и их приложение к молнии. — «ДАН СССР», 1964, № 2, т. 158, с. 324—327.

9. **Разевиг Д. В., Буй Тхиен Зу.** Обратный разряд молнии. — «Электричество», 1972, № 8, с. 49—52.

10. **Костенко М. В.** Атмосферные перенапряжения и грозозащита высоковольтных установок. М., Госэнергоиздат, 1949. 330 с.

[25.11.1976]

УДК 621.313.32.013.8-52

Выбор закона регулирования синхронной машины с продольно-поперечным возбуждением

ЛИТКЕНС И. В., ПОГОРЕЛОВ Л. М., СТРОЕВ В. А.

Московский энергетический институт

В условиях современных электроэнергетических систем роль синхронных машин (СМ) и режимы их работы становятся весьма разнообразными. Расширяются возможные диапазоны режимов СМ как по реактивной мощности (работа генераторов и компенсаторов с отстающим и с опережающим $\cos\varphi$), так и по активной мощности (работа генераторов с максимальными и минимальными активными нагрузками; работа мощных синхронных двигателей с резкопеременными нагрузками и т. п.).

Известно [Л. 1—7], что современные автоматические регуляторы возбуждения сильного действия (АРВ$_d$), успешно решая одну часть задач — обеспечения статической устойчивости и хорошего демпфирования колебаний СМ, работающей в режимах больших активных нагрузок, оказываются неэффективными в режимах малых нагрузок, а также в режимах потребления реактивной мощности. Рациональным способом устранения этого недостатка является введение дополнительного контура регулирования возбуждения синхронной машины в поперечной оси ротора (АРВ$_q$).

В [Л. 1] показана теоретически и подтверждена экспериментально эффективность введения АРВ$_q$ для демпфирования малых колебаний СМ, работающей в режимах резкопеременной нагрузки. Приведены аналитические выражения составляющих электромагнитного момента M_d и M_q, обуслов-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ленных различными контурами ротора при малых колебаниях. В [Л. 7] приведены аналитические выражения составляющих электромагнитного момента M_d и M_q при больших колебаниях.

Анализ этих выражений показывает, что роль различных контуров ротора в демпфировании колебаний зависит от исходного режима и от амплитуды колебаний.

Составляющие M_d, обусловленные продольными контурами, пропорциональные $\sin\delta_0$ при малых колебаниях и $\sin a_0$ при больших колебаниях (где a_0 — *постоянная составляющая* угла в режиме больших колебаний), эффективно демпфируют большие колебания (когда a_0 близко к $\pi/2$) и малые колебания в режимах, характеризуемых большими исходными углами (δ_0 близко к $\pi/2$). При малых колебаниях в режимах, характеризуемых малыми исходными углами (δ_0 близко к нулю) решающую роль в демпфировании колебаний играют электромагнитные моменты, обусловленные контурами ротора, расположенными по поперечной оси.

Известно [Л. 8], что составляющие демпферных моментов, обусловленных АРВ сильного действия (правильно выбранными и настроенными) значительно превышают составляющие моментов, обусловленных демпферными контурами, даже в больших СМ, где эти контуры мощные. Таким образом, для обеспечения статической устойчивости и хорошего демпфирования как малых, так и больших колебаний в электрических системах, характеризуемых широким диапазоном исходных режимов и величин возмущений, необходимо создавать искусственное демпфирование, оснащая СМ автоматическим регулированием тока возбуждения в контурах, расположенных как в продольной, так и в поперечной оси ротора ($АРВ_{d,q}$). Задача $АРВ_{d,q}$ с точки зрения обеспечения наилучшего гашения малых и больших колебаний может быть с физической точки зрения определена [Л. 1 и 7] как задача такого управления э. д. с. E_q и E_d, при котором углы опережения колебаний E_q и E_d по отношению к колебаниям угла δ в диапазоне существенных частот приближались бы к $\pi/2$.

Эти соображения могут быть положены в основу требований к фазочастотным характеристикам $АРВ_{d,q}$, обеспечивающим наилучшее демпфирование колебаний. Однако реализация этих требований может быть осуществлена различными законами регулирования, выбор которых представляет большую самостоятельную задачу. В [Л. 5 и 6] эта задача решается на основе конкретных многовариантных расчетов (на аналоговой машине).

В данной статье излагается другой, более общий методический подход к обоснованию необходимости установки и выбору закона регулирования $АРВ_{d,q}$, решающего задачу обеспечения статической устойчивости и большой области возможного выбора настроек АРВ в широком диапазоне режимов, а также хорошего демпфирования как малых, так и больших колебаний.

Обоснование необходимости установки $АРВ_{d,q}$ для обеспечения статической устойчивости и демпфирования малых колебаний СМ, работающей в широком диапазоне режимов (от $\delta=0$ до $\delta=90°$). Проведем это обоснование, не прибегая к выделению составляющих электромагнитного момента, а пользуясь исходным характеристическим определителем, записанным для простейшей схемы: синхронная машина — электропередача — шины неизменного напряжения и частоты. При условии регулирования возбуждения в продольной и поперечной осях машины и при учете дополнительных демпферных обмоток в этих осях характеристическое уравнение рассматриваемой системы можно записать в виде [Л. 9]:

$$\begin{vmatrix} \left(T_J p^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right) & \frac{\partial P}{\partial I_d} & \frac{\partial P}{\partial I_q} \\ \left[A_\delta-\frac{\partial U_q}{\partial\delta}\right] & \left[A_d-x_d(p)-\frac{\partial U_q}{\partial I_d}\right] & \left[A_q-\frac{\partial U_q}{\partial I_q}\right] \\ \left[B_\delta-\frac{\partial U_d}{\partial\delta}\right] & \left[B_d-\frac{\partial U_d}{\partial I_d}\right] & \left[B_q+x_q(p)-\frac{\partial U_d}{\partial I_q}\right] \end{vmatrix}=0. \quad (1)$$

Здесь коэффициенты A и B отражают действие регулирования возбуждения в продольной и поперечной оси машины, остальные обозначения общепринятые [Л. 10].

В общем случае $АРВ_d$, реагирующего на N параметров режима (Π_{di}, $i=1, \ldots, N$) и $АРВ_q$, реагирующего на M параметров (Π_{qj}, $j=1, \ldots, M$), получим:

$$A_\delta=\sum_{i=1}^{N} W_{di}(p)\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial\delta},\ A_d=\sum_{i=1}^{N} W_{di}(p)\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial I_d},\ A_q=$$
$$=\sum_{i=1}^{N} W_{di}(p)\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial I_q};\ B_\delta=\sum_{j=1}^{M} W_{qj}(p)\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial\delta},$$
$$B_d=\sum_{j=1}^{M} W_{qj}(p)\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial I_d};\ B_q=\sum_{j=1}^{M} W_{qj}(p)\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial I_q}.$$

Для упрощения исследований будем считать, что активное сопротивление статорной цепи генератора и электропередачи пренебрежимо мало и что генератор связан с системой чисто индуктивным сопротивлением. Это допущение вносит некоторую погрешность, которая невелика вследствие малого значения отношения R/x для этой цепи. При этом справедливы следующие соотношения [Л. 9]:

$$\frac{\partial U_d}{\partial\delta}=U_c\cos\delta,\ \frac{\partial U_d}{\partial I_d}=0,\ \frac{\partial U_d}{\partial I_q}=-x_c;$$
$$\frac{\partial U_q}{\partial\delta}=-U_c\sin\delta,\ \frac{\partial U_q}{\partial I_d}=x_c,\ \frac{\partial U_q}{\partial I_q}=0,$$

где x_c — сопротивление электропередачи.

В режиме холостого хода ($\delta=0$) характеристическое уравнение (1) упрощается, поскольку

$$\frac{\partial U_d}{\partial\delta}=U_c,\ \frac{\partial U_q}{\partial\delta}=0,\ \frac{\partial P}{\partial I_d}=0,$$

и принимает следующий вид:

$$[A_d-x_{d\Sigma}(p)]\left\{\left(T_J p^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right)[B_q+x_{q\Sigma}(p)]-\frac{\partial P}{\partial I_q}(B_\delta-U_c)\right\}-B_d\left[\left(T_J p^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right)A_q-\frac{\partial P}{\partial I_q}A_\delta\right]=0, \quad (2)$$

где $x_{d\Sigma}(p)=x_d(p)+x_c$, $x_{q\Sigma}(p)=x_q(p)+x_c$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Как следует из (2), с помощью АРВ$_{d,q}$ или АРВ$_q$ (т. е. соответствующим выбором компонент A и B) можно изменять значения корней характеристического уравнения и, в общем случае, соответствующим выбором структуры и параметров системы регулирования обеспечить требуемое качество переходных процессов в системе при малых возмущениях.

При регулировании возбуждения только в продольной оси (АРВ$_d$) положение изменяется. Действительно, в этом случае B_d, B_q и B_δ равны нулю и (2) принимает вид:

$$[A_d - x_{d\Sigma}(p)]\left[\left(T_J p^2 + \frac{\partial P}{\partial \delta}\right) x_{q\Sigma}(p) + \frac{\partial P}{\partial I_q} U_c\right] = 0, \tag{3}$$

свидетельствующий о том, что независимо от вида АРВ$_d$ часть корней характеристического уравнения не изменяется с изменением структуры и параметров этого АРВ. Затухание колебаний будет определяться по-существу параметрами демпферных контуров машины по поперечной оси, и увеличить его с помощью АРВ не представляется возможным. Таким образом, обеспечение высокого качества переходных процессов требует введения АРВ$_q$.

В режиме больших нагрузок, характеризуемом условием δ=90°, имеют место соотношения:

$$\frac{\partial U_d}{\partial \delta} = 0, \quad \frac{\partial P}{\partial \delta} = 0, \quad \frac{\partial P}{\partial I_q} = 0,$$

вследствие чего характеристическое уравнение (1) приобретает вид:

$$[B_q + x_{q\Sigma}(p)]\left\{T_J p^2 [A_d - x_{d\Sigma}(p)] - \right.$$
$$\left. - \frac{\partial P}{\partial I_d}[A_\delta + U_c]\right\} - A_q\left[T_J p^2 B_d - \frac{\partial P}{\partial I_d} B_\delta\right] = 0, \tag{4}$$

свидетельствующий о том, что применение только АРВ$_q$ неэффективно с точки зрения демпфирования малых колебаний в этом режиме. Действительно, при отсутствии АРВ$_d$ вместо (4) получим:

$$[B_q + x_{q\Sigma}(p)]\left[T_J p^2 x_{d\Sigma}(p) + \frac{\partial P}{\partial I_d} U_c\right] = 0,$$

т. е. демпфирование малых колебаний в системе определяется параметрами контуров ротора по продольной оси машины и не может быть улучшено введением регулирования возбуждения по поперечной оси. Здесь необходимо введение АРВ$_d$.

Итак, для обеспечения интенсивного демпфирования малых колебаний в широком диапазоне режимов работы синхронной машины (от δ=0 до δ=90°) требуется введение регулирования возбуждения в продольной и поперечной оси машины, т. е. создание АРВ$_{d,q}$.

Выбор закона регулирования АРВ$_{d,q}$ (т. е. режимных параметров системы, подаваемых на вход комплексного регулятора и передаточной функции каналов стабилизации по каждому параметру), обеспечивающего статическую устойчивость при высокой точности поддержания напряжения и наибольший размер области устойчивости в координатах настроечных параметров АРВ, а также хорошее демпфирование малых колебаний синхронной машины, работающей в широком диапазоне режимов, целесообразно проводить на основе метода синтеза систем автоматического регулирования высокой точности [Л. 11]. Согласно результатам ряда исследований [Л. 9, 12 и 13] именно этот метод позволяет получать надежные результаты при небольшом объеме вычислений для выбора структуры комплексного регулятора.

Как показано в [Л. 5], задачи регулирования в продольной и поперечной обмотках ротора различны. Регулирование продольной (наиболее мощной) обмотки возбуждения должно обеспечивать как поддержание напряжения с высокой точностью, так и демпфирование малых колебаний в режимах больших нагрузок. Для этого АРВ$_d$ должны включать как каналы регулирования по отклонению напряжения, так и каналы стабилизации. Регулированием в поперечной обмотке (менее мощной) целесообразно обеспечивать только демпфирование колебаний в режимах малых нагрузок. В связи с этим АРВ$_q$ должны включать только каналы стабилизации.

АРВ$_{d,q}$, решающий эти задачи, описывается следующими уравнениями:

$$\Delta E_{qe} = \frac{1}{(1 + pT_e)(1 + pT_p)}\left[-\Delta U k_{0U} + \sum_{i=1}^{n} k_{di} p^i \Delta \Pi_{di}\right]; \tag{5}$$

$$\Delta E_{de} = \frac{1}{(1 + pT'_e)(1 + pT'_p)} \sum_{j=1}^{m} k_{qj} p^j \Delta \Pi_{qj}, \tag{6}$$

где T_e, T'_e и T_p, T'_p — постоянные времени систем возбуждения и регуляторов по осям d и q соответственно.

Здесь инерционность АРВ учитывается упрощенно — введением одной постоянной времени (T_p или T'_p) измерительного элемента АРВ, постоянные времени остальных элементов (в том числе и дифференциаторов) на этом этапе исследования остаются равными нулю [Л. 9].

Выбор структур стабилизации АРВ, описываемых (5) и (6), сводится к определению значений n и m, а также параметров режима Π_{di} и Π_{qj}. При решении этой задачи методом синтеза первоначально следует определить характеристическое уравнение системы. Для упрощения исследования будем считать, что на роторе машины имеется по одной обмотке в каждой оси. Учет дополнительных демпферных контуров, как известно [Л. 9], может существенно усложнить задачу и в то же время не меняет вывода о сравнительной эффективности полученных структур. С учетом принятых условий и допущений простейшая система при малых отклонениях от состояния равновесия описывается следующими уравнениями:

уравнение движения ротора

$$\left(T_J p^2 + \frac{\partial P}{\partial \delta}\right)\Delta\delta + \frac{\partial P}{\partial E_Q}\Delta E_Q + \frac{\partial P}{\partial E_d}\Delta E_d = 0; \tag{7}$$

уравнение электромагнитных переходных процессов в продольном контуре возбуждения

$$\left[T_{d_0} p \frac{\partial E'_q}{\partial \delta} + \frac{\partial E_q}{\partial \delta} + W_d(p)\left(k_{0U}\frac{\partial U}{\partial \delta} -\right.\right.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$-\sum_{i=1}^{n} k_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial\delta}\Big)\Big]\Delta\delta+\Big[T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_Q}+\frac{\partial E_q}{\partial E_Q}+$$

$$+W_d(p)\Big(k_{0U}\frac{\partial U}{\partial E_Q}-\sum_{i=1}^{n}k_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_Q}\Big)\Big]\Delta E_Q+$$

$$+\Big[T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_d}+\frac{\partial E_q}{\partial E_d}+W_d(p)\Big(k_{0U}\frac{\partial U}{\partial E_d}-$$

$$-\sum_{i=1}^{n}k_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_d}\Big)\Big]\Delta E_d=0; \qquad (8)$$

уравнение электромагнитных переходных процессов в поперечном контуре возбуждения

$$\Big[T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial\delta}-W_q(p)\sum_{j=1}^{m}k_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial\delta}\Big]\Delta\delta+$$

$$+\Big[T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_Q}-W_q(p)\sum_{j=1}^{m}k_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_Q}\Big]\Delta E_Q+$$

$$+\Big[T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_d}+1-W_q(p)\sum_{j=1}^{m}k_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_d}\Big]\Delta E_d=0, \qquad (9)$$

где $W_d(p)=[(1+pT_e)(1+pT_p)]^{-1}$, $W_q(p)=[(1+pT'_e)(1+pT'_p)]^{-1}$.

Если представить коэффициенты усиления регулятора как

$$k_{di}=k'_{di}k_{0U},\quad k_{qi}=k'_{qi}k_{0U}, \qquad (10)$$

то можно записать характеристическое уравнение системы в виде

$$F_0(p)+k_{0U}F_1(p)+k^2_{0U}F_2(p)=0, \qquad (11)$$

где

$$F_0(p)=W_d(p)^{-1}W_q(p)^{-1}A_0(p),$$

$$A_0(p)=\begin{vmatrix}\left(T_Jp^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right) & \frac{\partial P}{\partial E_Q} & \frac{\partial P}{\partial E_d}\\ \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial\delta}+\frac{\partial E_q}{\partial\delta}\right) & \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_Q}+\frac{\partial E'_q}{\partial E_Q}\right) & \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_d}+\frac{\partial E_q}{\partial E_d}\right)\\ T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial\delta} & T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_Q} & \left(T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_d}+1\right)\end{vmatrix},$$

$$F_1(p)=W_d(p)^{-1}A_q(p)+W_q(p)^{-1}A_d(p),$$

$$A_q(p)=-\begin{vmatrix}\left(T_Jp^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right) & \frac{\partial P}{\partial E_Q} & \frac{\partial P}{\partial E_d}\\ \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial\delta}+\frac{\partial E_q}{\partial\delta}\right) & \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_Q}+\frac{\partial E_q}{\partial E_Q}\right) & \left(T_{d_0}p\frac{\partial E'_q}{\partial E_d}+\frac{\partial E_q}{\partial E_d}\right)\\ \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial\delta} & \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_Q} & \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_d}\end{vmatrix},$$

$$A_d(p)=\begin{vmatrix}\left(T_Jp^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right) & \frac{\partial P}{\partial E_Q} & \frac{\partial P}{\partial E_d}\\ \left(\frac{\partial U}{\partial\delta}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial\delta}\right) & \left(\frac{\partial U}{\partial E_Q}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_Q}\right) & \left(\frac{\partial U}{\partial E_d}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_d}\right)\\ T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial\delta} & T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_Q} & \left(T_{q_0}p\frac{\partial E'_d}{\partial E_d}+1\right)\end{vmatrix},$$

$$F_2(p)=-\begin{vmatrix}\left(T_Jp^2+\frac{\partial P}{\partial\delta}\right) & \frac{\partial P}{\partial E_Q} & \frac{\partial P}{\partial E_d}\\ \left(\frac{\partial U}{\partial\delta}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial\delta}\right) & \left(\frac{\partial U}{\partial E_Q}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_Q}\right) & \left(\frac{\partial U}{\partial E_d}-\sum_{i=1}^{n}k'_{di}p^i\frac{\partial\Pi_{di}}{\partial E_d}\right)\\ \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial\delta} & \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_Q} & \sum_{j=1}^{m}k'_{qj}p^j\frac{\partial\Pi_{qj}}{\partial E_d}\end{vmatrix},$$

$N_0=8$, $N_1=5+\max\{n, m\}$, $N_2=2+n+m$ (12) — порядки полиномов $F_0(p)$, $F_1(p)$ и $F_2(p)$ соответственно.

Для определения структуры стабилизации АРВ методом синтеза следует рассмотреть условия устойчивости системы при сколь угодно высокой точности регулирования (т. е. при стремлении к бесконечности коэффициентов усиления по отклонению напряжения и по производным параметров стабилизации). Следовательно, учитывая (10), необходимо рассмотреть случай, когда $k_{0U}\to\infty$.

Согласно [Л. 11] необходимым условием структурной устойчивости является $\Delta N\leqslant 2$, где ΔN разность порядков любых двух рядом стоящих полиномов характеристического уравнения (11). Для исследуемой системы согласно (12) условие струк-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

турной устойчивости будет выполнено в наиболее общем случае, если

$$n=m=2. \qquad (13)$$

При выполнении этих условий для устойчивости системы необходимо и достаточно устойчивости решений вспомогательного уравнения, составленного из коэффициентов при высших степенях полиномов $F_0(p)$, $F_1(p)$ и $F_2(p)$, вида

$$a_0p^2+a_1p+a_2=0 \qquad (14)$$

и вырожденного уравнения

$$F_2(p)=0. \qquad (15)$$

Решения вспомогательного уравнения (14) устойчивы при любых $k_{d2}>0$ и $k_{q2}>0$, если справедливы следующие неравенства:[1]

$$\frac{\partial E'_q}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q}-\frac{\partial E'_q}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d}>0; \qquad (16)$$

$$\frac{\partial E'_d}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_d}-\frac{\partial E'_d}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_Q}>0; \qquad (17)$$

$$\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d}-\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q}>0. \qquad (18)$$

Вырожденное уравнение (14), учитывая (12) и (13), запишем в виде

$$(k'_{q1}p+k'_{q2}p^2)[(T_jb_0p^2+b_2)(k'_{d1}p+k'_{d2}p^2)+ +(T_jc_0p^2+c_2)]=0, \qquad (19)$$

где

$$b_0=\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d}-\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q};$$

$$b_2=\frac{\partial P}{\partial \delta}b_0-\frac{\partial P}{\partial E_Q}\left(\frac{\partial \Pi_d}{\partial \delta}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d}-\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial \delta}\right)+ +\frac{\partial P}{\partial E_d}\left(\frac{\partial \Pi_d}{\partial \delta}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q}-\frac{\partial \Pi_d}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial \delta}\right);$$

$$c_0=\frac{\partial U}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q}-\frac{\partial U}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d};$$

$$c_2=\frac{\partial P}{\partial \delta}c_0+\frac{\partial P}{\partial E_Q}\left(\frac{\partial U}{\partial \delta}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_d}-\frac{\partial U}{\partial E_d}\frac{\partial \Pi_q}{\partial \delta}\right)- -\frac{\partial P}{\partial E_d}\left(\frac{\partial U}{\partial \delta}\frac{\partial \Pi_q}{\partial E_Q}-\frac{\partial U}{\partial E_Q}\frac{\partial \Pi_q}{\partial \delta}\right).$$

При $k_{0U}=\infty$ один корень вырожденного уравнения (19) равен нулю. Однако нас интересует структура АРВ с высокой, а не абсолютной точностью поддержания напряжения, следовательно, надо исследовать, из какой полуплоскости искомый корень стремится к нулю при $k_{0U}\to\infty$.

Если сделать замену оператора в уравнении (11) $s=p^{-1}$, что не изменит условий устойчивости, можно получить вспомогательное уравнение:

$$bs+c_2=0, \qquad (20)$$

составленное из коэффициентов при низших степенях p.

Это уравнение и определяет корень, стремящийся к нулю. Он будет отрицательным, если удовлетворяется неравенство:

$$c_2/b>0,$$

где

$$b=\frac{\partial P}{\partial \delta}\frac{\partial U}{\partial E_Q}-\frac{\partial P}{\partial E_Q}\frac{\partial U}{\partial \delta}.$$

Итак, необходимым и достаточным условием устойчивости вырожденного уравнения (19) будет:

$$c_0>0,\ c_2>0,\ b_0>0,\ b_2>0,\ b>0,$$
$$c_0b_2-c_2b_0>0. \qquad (21)$$

Условия (16)—(18) и (21) определяют требования к параметрам стабилизации Π_d и Π_q. При выборе этих параметров следует учитывать дополнительное условие применения известных измерительных устройств для входных каналов $АРВ_{d,q}$, т. е. рассматривать: модуль U и угол напряжения δ_U на зажимах машины, ток статора I и угол ротора δ машины. Обычно решение имеет вид линейной комбинации указанных величин [Л. 9, 12 и 13]. После определения Π_d и Π_q строятся области статической устойчивости и равной степени устойчивости[2] для выбора настроечных параметров $АРВ_{d,q}$, обеспечивающих устойчивость и хорошее качество переходных процессов после малых возмущений.

Так как настроечных параметров в данном случае четыре, то целесообразно сначала строить области статической устойчивости и равной степени устойчивости в координатах коэффициентов стабилизации $АРВ_d$; затем, выбрав квазиоптимальную настройку $АРВ_d$, строить области статической устойчивости и равной степени устойчивости в координатах коэффициентов стабилизации $АРВ_q$. Настройка $АРВ_{d,q}$, обеспечивающая лучшее демпфирование малых колебаний, обычно лежит в области наибольшей степени устойчивости.

Большей частью задачей АРВ наряду с обеспечением статической устойчивости и демпфирования малых колебаний является также обеспечение динамической устойчивости и демпфирование больших колебаний.

Для оценки эффективности синтезированного $АРВ_{d,q}$ и выявления необходимости корректировки закона регулирования с целью решения задачи динамической устойчивости и демпфирования больших колебаний целесообразно использовать методы оптимального управления [Л. 14]. В этом случае рассчитываются оптимальные (по сформулированному критерию качества) переходные процессы. При этом регулирование возбуждения учитывается в виде управляющих воздействий, прилагаемых к обмоткам возбуждения. Этот расчет выявляет предельные возможности комплексного продольно-поперечного регулирования с точки зрения обеспечения динамической устойчивости и демпфирования больших колебаний и определяет эталонные переходные процессы, по которым оценивается эффективность синтезированного закона $АРВ_{d,q}$.

Для этого при выбранной на первом этапе настройке (или серии настроек) строятся переходные процессы при заданном большом возмущении. Синтезированный $АРВ_{d,q}$ с простейшей реализацией можно считать квазиоптимальным, если он обеспечивает переходные процессы, близкие к эта-

[1] Здесь и далее принято, что стабилизация АРВ каждой из обмоток ротора осуществляется по одному параметру режима, т. е. что $\Pi_{di}=\Pi_d$, $\Pi_{qj}=\Pi_q$.

[2] В этих расчетах учитываются постоянные времени дифференцирующих элементов АРВ.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

лонным. Если это не обеспечивается, то АРВ$_{d,q}$ следует дополнить устройством, например форсировки с максимально простым алгоритмом регулирования.

Изложенная методика выбора закона регулирования синхронной машины с продольно-поперечным возбуждением иллюстрируется на примере синхронного двигателя с резкопеременной периодической нагрузкой на валу (рис. 1). Рассматривается изменение нагрузки от холостого хода до номинальной с частотой, при которой свободные переходные процессы, вызванные коммутацией нагрузки, затухают к началу следующего возмущения.

Условия качества работы такой системы предъявляют к АРВ$_{d,q}$ требования обеспечения статической устойчивости во всем диапазоне режимов (включая и широкую область настроечных параметров), динамической устойчивости при набросах и хорошего демпфирования как малых, так и больших колебаний.

Расчеты, проведенные методом синтеза для схемы и параметров рис. 1, показали необходимость оснащения СМ АРВ$_{d,q}$ сильного действия со следующим законом регулирования:

$$\left.\begin{aligned}\Delta E_{qe} &= \frac{1}{(1+pT_e)(1+pT_p)}[-\Delta U k_{0U} + \\ &+ (pk_{d1} + p^2 k_{d2})\Delta\Pi_d], \\ \Delta E_{de} &= \frac{1}{(1+pT'_e)(1+pT'_p)}(pk_{q1} + p^2 k_{q2})\Delta\Pi_q,\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

где $\Pi_d = \Delta U - 0{,}8\delta_U$, $\Pi_q = -\delta + 0{,}12I$.

Закон регулирования (22) обеспечивает статическую устойчивость всех возможных режимов, а также высокую степень устойчивости. Область высокой степени устойчивости в координатах коэффициентов усиления по производным достаточно широка, что обеспечивает свободу их выбора по условию хорошего демпфирования колебаний при больших возмущениях.

Переходные процессы при набросе и сбросе нагрузки, полученные методами оптимального управления по критерию качества

$$J = \int_0^T \{\gamma_1(\delta - \delta_T)^2 + \gamma_2(P - P_T)^2 + \gamma_3[(U_d - U_{dT})^2 + (U_q - U_{qT})^2]\}\,dt$$

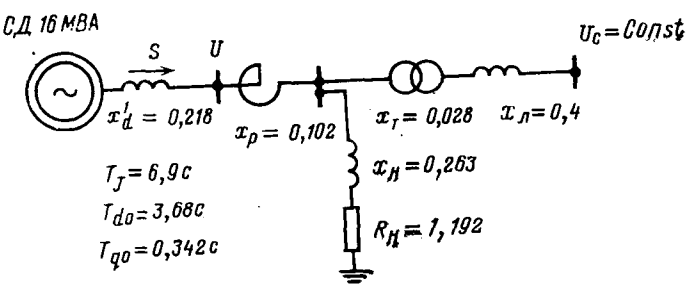


Рис. 1. Расчетная схема системы узла резкопеременной нагрузки и ее параметры.

$x_р$, $x_т$, $x_л$ — реактивные сопротивления реактора, трансформатора и линии соответственно; $R_н$, $x_н$ — активное и реактивное сопротивления нагрузки (все величины даны в относительных единицах, отнесенных к номинальным параметрам двигателя).

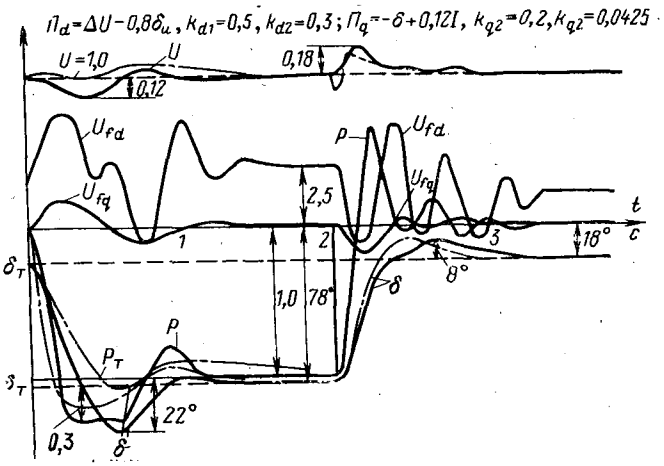


Рис. 2. Переходные процессы при изменении нагрузки на валу двигателя (наброс $P=0{,}8$; сброс до $P=0$).
— · — · — при оптимальном управлении в осях d, q;
——— при действии АРВ$_{d,q}$.

и полученные при специально выбранной настройке АРВ$_{d,q}$ достаточно близки (рис. 2).

Настройка АРВ$_{d,q}$ выбиралась на основе построения общей области равной степени устойчивости ($\lambda_{общ}=-2$) для всех возможных режимов работы двигателя и линий равного значения критерия качества переходного процесса [Л. 14]. Результаты расчетов для случая наброса мощности на валу двигателя от $P=0$ до $P=1$ в виде линий равных значений отдельных составляющих интегрального критерия качества на плоскости k_{q1}, k_{q2} приведены на рис. 3. (Здесь $k_{d1}=0{,}5$; $k_{d2}=0{,}3$). Там же нанесены границы области статической устойчивости для режима $P=1$ и равной степени устойчивости ($\lambda=-1$), а также граница области динамической устойчивости.

Таким образом, выбранный закон регулирования с настройкой $k_{d1}=0{,}5$; $k_{d2}=0{,}3$; $k_{q1}=0{,}2$; $k_{q2}=0{,}0425$ удовлетворяет всем требованиям работы узла резкопеременной нагрузки и является с точки зрения динамики квазиоптимальным.

Выводы. 1. Статическая устойчивость, общие области устойчивости в широком диапазоне режимов работы системы и интенсивное демпфирование колебаний могут быть обеспечены установкой на СМ комплексного регулятора продольно-поперечного возбуждения (АРВ$_{d,q}$).

2. Структура и параметры АРВ$_{d,q}$ синхронного двигателя с резким изменением (сбросы, наброс) нагрузок, найденные методом синтеза структур систем автоматического регулирования высокой точности, обеспечивают при простой конструктивной реализации как статическую устойчивость, так и интенсивное демпфирование малых и больших колебаний во всем диапазоне исходных режимов.

3. Выбранное АРВ$_{d,q}$ полностью реализует все возможности продольно-поперечного возбуждения СМ в смысле обеспечения квазиоптимального переходного процесса после больших возмущений.

4. Сочетание методов теории оптимального управления (для определения предельных возможностей данного вида управления и получения эталонного переходного процесса, используемого для

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

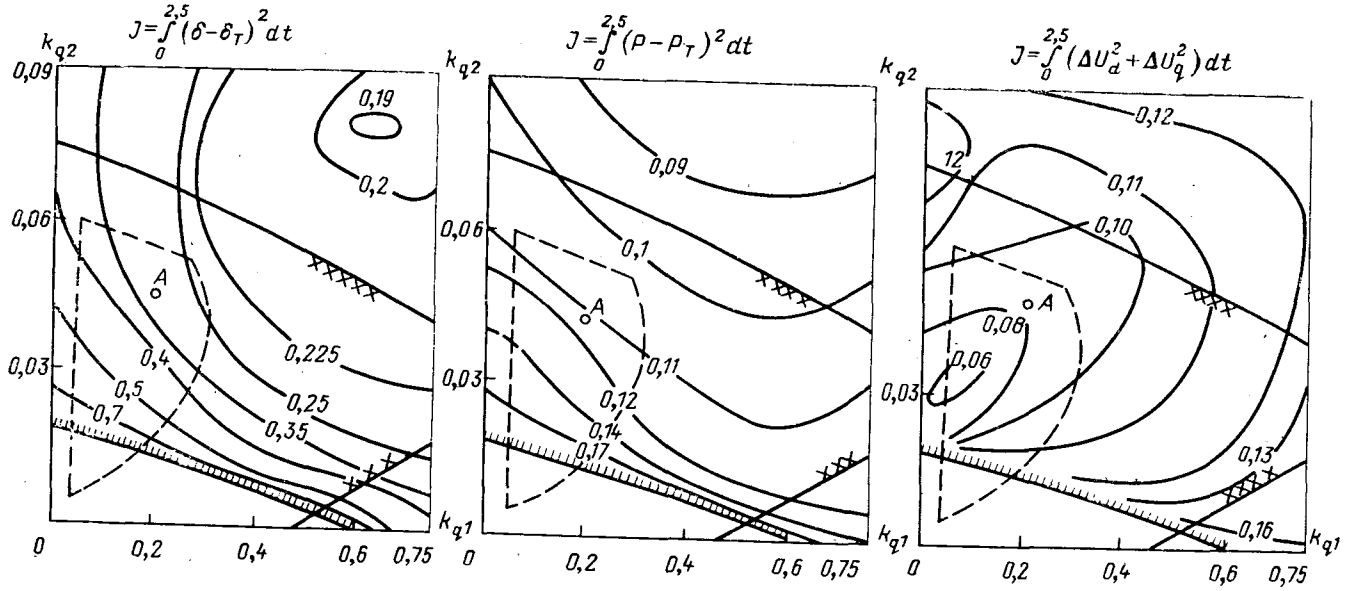


Рис. 3. Границы областей статической устойчивости (xxxxxxxxx), равной степени устойчивости $\lambda=-1$ (— — — — —), динамической устойчивости (//////////), линии (————) равного значения интегрального критерия качества $I=\text{const}$ для режима $P=1{,}0$.

оценки эффективности или корректировки найденного закона АРВ) с методами синтеза систем автоматического регулирования высокой точности (определяющих закон регулирования), дает хороший результат (с наименьшими затратами времени) при решении поставленных задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Урусов И. Д.** Линейная теория колебаний синхронной машины. М., Изд. АН СССР, 1960.

2. **Хамди-Сепен К.** Метод улучшения пределов мощности по динамической устойчивости системы электропередачи переменного тока. СИГРЭ, 1962, доклад 305.

3. **Таката С., Охта Е., Наганума Ю.** Гашение колебаний синхронных машин с двумя обмотками возбуждения путем регулирования напряжения возбуждения. — «Электротехника» (Япония), 1968, № 2, т. 88.

4. **Рама Мурти М., Уильямс Д., Хорг Б. В.** Устойчивость синхронных машин с системами возбуждения в двух осях.— «Изв. Английского общ. инж. электр.», 1970, № 9, т. 117.

5. **Каспаров Э. А., Соколов Н. И.** Возможность улучшения электромеханических переходных процессов синхронных двигателей, работающих с ударной нагрузкой на валу. — «Труды ВНИИЭ», 1970, вып. 37.

6. **Соколов Н. И., Каспаров Э. А.** Повышение использования синхронных компенсаторов в режимах потребления реактивной мощности. — «Электричество», 1971, № 3.

7. **Литкенс И. В.** Нелинейные колебания в регулируемых электрических системах. М., Изд. МЭИ, 1974.

8. **Литкенс И. В., Пуго В. И.** Влияние демпферных контуров мощных синхронных машин на эффективность АРВ сильного действия. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1971, № 3.

9. **Веников В. А., Строев В. А.** Обеспечение устойчивости электрических систем, содержащих мощные синхронные генераторы. — «Электричество», 1971, № 12.

10. **Веников В. А.** Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.

11. **Мееров М. В.** Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. М., «Наука», 1967.

12. **Веников В. А., Строев В. А., Штробель В. А.** О синтезе АРВ синхронных генераторов электрических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 4.

13. **Исследование** комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины. — «Электричество», 1969, № 2. Авт.: Н. Д. Анисимова, В. А. Веников, И. П. Копылов и др.

14. **О выборе** автоматических регуляторов возбуждения синхронных машин в электрических системах. V конференция по применению вычислительных машин в энергетике. Кембридж, 1975, т. П. Авт.: В. А. Веников, И. В. Литкенс, Л. М. Погорелов, В. А. Строев.

[30.11.1976]

УДК 621.313.323.001.4

Многофазный бесщеточный возбудитель мощного турбогенератора

Чл.-корр. АН СССР ЖИМЕРИН Д. Г., инженеры НИКИТИН П. З., КИЛЬДИШЕВ В. С., канд. техн. наук КОВАЛЬКОВ Г. А.

Москва — Харьков

Устойчивость энергосистем связана с использованием быстродействующих систем возбуждения, а создание последних упрощается при повышении быстродействия возбудителя.

Начатые в 1954 г. в Советском Союзе работы по созданию низковольтной бесщеточной системы возбуждения для турбогенераторов привели к созданию специального многофазного возбуди-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

теля [Л. 1], показавшего повышенное быстродействие по сравнению с трехфазным. Но низковольтные системы не получили развития, возможности многофазного возбудителя не были очевидными, и дальнейшие разработки бесщеточных систем для мощных турбогенераторов пошли по двум направлениям: на основе многофазного и трехфазного возбудителя.

Существенным этапом в развитии этих направлений было создание двух близких по исходным параметрам возбудителей для турбогенераторов мощностью 300 МВт, сравнение параметров которых приведено в табл. 1.

Многофазный возбудитель существенно превосходит трехфазный по быстродействию, приближаясь по уровню к ионным и тиристорным системам, при лучшем показателе использования якоря, сниженном уровне коммутационных перенапряжений.

Существенным недостатком 16-фазного варианта с одной параллельной ветвью является высокий коэффициент перегрузки вентиля (он же и для обмотки якоря) при отключении одной из ветвей. Но он устраним в компромиссных вариантах, где число фаз уменьшается за счет увеличения числа параллельных ветвей, что и используется для возбудителей большей мощности.

Так испытания бесщеточного возбудителя, имеющего восемь фаз и пять параллельных ветвей (для турбогенератора 500 МВт/1500 об/мин), проведенные при параллельном соединении вентилей,

Таблица 1

Величина	Возбудитель	
	многофазный	трехфазный
Номинальные		
мощность, кВт	1280	1305
напряжение, В	420	450
ток, А	3050	2900
Коэффициент форсировки по току и напряжению	2,0	2,0
Длительность форсировки, с	20	20
Частота вращения, об/мин	3000	3000
Число		
фаз якоря	16	3
параллельных ветвей якоря	1	6
полюсов	10	6
Потери в цепи возбуждения при форсировке, %	1,65	1,65
Скорость нарастания напряжения, приведенная к форсировочным потерям, отн. ед./с	13,04	4,25
Показатель использования якоря, $(D^2lnAB)/(6{,}1\cdot10^{11}P_н)$*	1,225	1,288
Число вентилей в выпрямителе, (мостовая схема)	32	36
Параметры R—C, Вт/мкФ	30/0,5	25/0,5
Коммутационные перенапряжения, %	0	18
Коэффициент перегрузки вентиля** из-за несимметрии:		
при полном числе вентилей	1,04	1,16
без одной ветви или фазы	1,80	1,40
Удельный расход меди, кг/кВт	0,517	0,42
активной стали, кг/кВт	1,923	2,68

* D, l — диаметр и расчетная длина якоря (см); n — частота вращения (об/мин); A — эффективная линейная нагрузка (А/см); B — магнитная индукция в воздушном зазоре (Гс); $P_н$ — номинальная мощность (кВт).

** За базу принят средний ток ветви в режиме с полным числом вентилей.

Таблица 2

Режим	Коэффициенты перегрузки вентиля из-за несимметрии для возбудителя	
	многофазного	трехфазного
С полным числом вентилей	1,075	1,160
Без одной ветви	1,287	1,400
Без двух ветвей	1,605	1,678

показали тот же порядок коэффициентов перегрузки, что и трехфазного (см. табл. 2).

При этом перегрузка вентиля не передается соответствующей ветви (схема аналогичная с трехфазным возбудителем), и не ухудшается использование материалов — показатель использования якоря 1,202.

Особенности специального многофазного возбудителя: фазы якоря компонуются из диаметральных (или близких к ним) секций, находящихся в одинаковом (или близком) положении под полюсами, а обмотка индуктора состоит из двух электрически перпендикулярных обмоток, одна из которых («возбуждения») сосредоточенная, а другая («компенсационная») — распределенная. Схема соединения фаз якоря и выпрямителя — звезда с многофазным мостом или с нулевым выводом. Число фаз $m \geqslant 5$ (см. рис. 1).

В таком возбудителе форма кривой э. д. с. в фазе близка к трапеции, и создаются условия для одновременной работы почти всех фаз в первой схеме и около половины во второй, причем ток через вентиль имеет форму, также близкую к трапеции с длительностью протекания около полупериода, что и определяет улучшенное использование якоря и выпрямителя по сравнению с трехфазным, у которого длительность протекания тока около 1/3 периода.

Это получило экспериментальное подтверждение и на упомянутом 16-фазном возбудителе для тур-

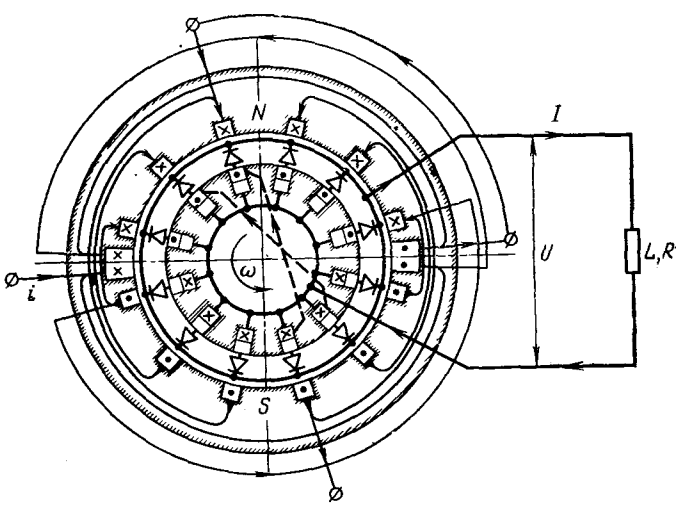


Рис. 1. Конструктивно-принципиальная схема многофазного щеточного возбудителя при последовательном соединении обмоток индуктора и схеме выпрямления звезда с нулевым выводом.

L, R — параметры обмотки ротора турбогенератора; ω — угловая скорость вращения ротора; i — ток возбуждения возбудителя; U, I — напряжение и ток возбуждения турбогенератора.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

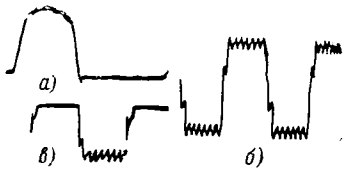


Рис. 2. Осциллограммы стационарных электромагнитных процессов в возбудителе при симметричном номинальном режиме.
а — ток в вентиле; *б* — фазное напряжение; *в* — напряжение на вентиле.

богенератора 300 МВт (см. рис. 2) и отражено в формуле машинной постоянной [Л. 2] тем, что коэффициент полюсного перекрытия α входит в нее в виде $\sqrt{\alpha}$.

Определение активных размеров машины производится на основе упомянутой формулы, а расчет статических характеристик на основе упрощенной теории, исходящей из допущения, что число фаз $m\to\infty$ [Л. 3 и 4]. Данные табл. 1 (см. «Показатель использования») и практическое совпадение расчетных характеристик с экспериментальными (см. рис. 3) можно рассматривать как доказательства справедливости основных теоретических положений и прогнозов [Л. 2] в части целесообразности многофазного возбудителя для мощных турбогенераторов с точки зрения улучшенных массо-габаритных показателей по якорю и выпрямителю.

Отметим, что уравнение нагрузочной характеристики многофазного возбудителя имеет вид:

$$I \approx \frac{C_в i_в + C_к i_к}{1 + GR}, \qquad (1)$$

где $C_в \approx w_в$, $C_к \approx w_к$ — безразмерные параметры, практически равные числам витков соответствующих обмоток индуктора; $i_в$, $i_к$ — токи в обмотках индуктора; G — параметр ($Ом^{-1}$); R — сопротивление цепи нагрузки (Ом).

Таким образом, выходной ток пропорционален арифметической сумме н. с. обмоток индуктора, а не геометрической, что является одной из характерных особенностей этой машины.

В статье рассматриваются только возбудители. Для оценки их быстродействия безотносительно к остальной системе регулирования предполагается простейшая разомкнутая схема, включающая источник постоянного напряжения, обеспечивающий одинаковую в процентном отношении мощность потерь в цепи возбуждения возбудителя при форсировке, и возбудитель, работающий на индуктивно-активную нагрузку с постоянной времени T'_{d3} турбогенератора. В качестве исходного предполагается номинальный режим возбуждения турбогенератора. Форсировка предполагается до двухкратного установившегося значения напряжения и тока последнего.

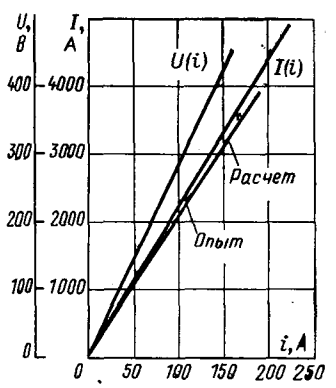


Рис. 3. Нагрузочные характеристики возбудителя.

За основу при оценке приняты экспериментальные кривые нарастания напряжения при испытаниях обоих возбудителей на станциях. Однако испытания проводились в условиях, отличающихся от оговоренных, в связи с чем они приводились к ним на основе следующих соображений.

Скорость нарастания по экспериментальным кривым вычисляется по принятой в настоящее время формуле

$$V = \frac{0{,}632(U_m - U_0)}{t_1 U_н}. \qquad (2)$$

Но при $U_0 \neq U_н$ формула (2) дает несопоставимые результаты. Поэтому для вычисления скорости нарастания напряжения применялась следующая формула:

$$V_0 = \frac{0{,}632(U_m - U_0)}{t_1(U_\infty - U_0)}. \qquad (3)$$

Используя любое из уравнений кривых нарастания напряжения, приводимых ниже, можно показать:

$$(U_m - U_0)/(U_\infty - U_0) = f \text{ (параметры схемы)}; \qquad (4)$$

$$t_1 = \varphi \text{ (параметры схемы)}. \qquad (5)$$

Из (3)—(5) следует:

$$V_0 = \psi \text{ (параметры схемы)} \qquad (6)$$

Таким образом, V_0 не зависит от режимных величин U_0, U_∞, U_m. Но при $U_0 = U_н$ и $U_\infty = 2U_н$ из (2) и (3) следует $V = V_0$, т. е. расчет по (3) обеспечивает приведение скорости нарастания к принятым условиям сравнения. Эта формула проверялась экспериментально в большом диапазоне режимов и схем включения обмоток опытного многофазного бесщеточного возбудителя, для турбогенератора 30 МВт, и получила подтверждение.

Поскольку существо переходного процесса при форсировке у трехфазного возбудителя аналогично, то (3) использована для расчета последнего.

Для сравнения различных возбудителей машинного типа необходимо полученные выше скорости нарастания привести к одинаковым в процентном отношении потерям в цепи их возбуждения. За основу были приняты потери, составляющие 1,65% форсировочной мощности возбудители $P_ф$.

Предварительно по данным экспериментов прогнозировалось сопротивление цепи возбуждения, которое при известном установившемся напряжении форсировки источника возбуждения обеспечивало бы двукратную форсировку по выходному току и напряжению. После этого вычислялась мощность потерь P, соответствующая этому режиму.

Можно показать, что для всех машинных возбудителей, включая бесщеточные, при прочих равных условиях скорость нарастания напряжения приблизительно пропорциональна мощности потерь в цепи их возбуждения, которые могут быть сосредоточены либо целиком в обмотке возбуждения, либо внесены частично во внешнюю цепь путем изменения обмоточных данных индуктора с одновременным введением добавочного сопротивления для повышения быстродействия.

Отсюда следует окончательная формула, по которой получены данные, приведенные в табл. 1:

$$V_P = V_0\, 0{,}0165 P_ф / P. \qquad (7)$$

Строго говоря, для бесщеточных возбудителей необходимо также учитывать параметры нагрузки, но их влияние относительно мало, а в данном слу-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

чае они были практически идентичны, и поэтому не учитывались.

В поставляемых на станции трехфазных возбудителях скорость нарастания доведена примерно до 9 отн. ед/с, но это достигается за счет соответствующего увеличения потерь P. Согласно [Л. 5] уравнение кривой нарастания напряжения многофазного возбудителя при последовательном соединении обмоток индуктора имеет вид:

$$U=U_0+(U_\infty-U_0)\left[1+Me^{-\frac{t}{T}}-(M+1)e^{-\frac{t}{T_m}}\right], \quad (8)$$

где U_0 и U_∞ — исходное и установившееся значение; M — параметр возбудителя с учетом нагрузки; t — время; T — постоянная времени цепи нагрузки с учетом якоря возбудителя; T_m — постоянная времени цепи возбуждения возбудителя.

Поскольку $T\gg T_m$, в начале процесса имеет место перефорсировка с максимумом, превышающим U_∞ с последующим приближением к U_∞ сверху в отличие от коллекторных возбудителей (см. рис. 4).

Аналогично можно получить уравнение кривой нарастания напряжения при независимом возбуждении по двум каналам $i_в$ и $i_к$

$$U=U_\infty+U_а e^{-\frac{t}{T}}+U_в e^{-\frac{t}{T_в}}+U_к e^{-\frac{t}{T_к}}. \quad (9)$$

Здесь $U_а$, $U_в$, $U_к$ постоянные интегрирования; $T_в$ и $T_к$ — постоянные времени по соответствующим каналам.

При $T_в\ll T$ и $T_к\ll T$ кривая нарастания имеет вид, изображенный на рис. 4.

При $T_к=T$

$$U=U_\infty+U_а e^{-\frac{t}{T}}+U_в e^{-\frac{t}{T_в}}+U_к e^{-\frac{t}{T}}\frac{t}{T}. \quad (10)$$

Кривая нарастания по (10) получается более пологой и превышение максимального напряжения над U_∞ существенно уменьшается, но уменьшается и быстродействие. Первоначально высказывались опасения, что при форсировке с холостого хода возможны опасные забросы напряжения, и искусственное увеличение постоянной времени по каналу $i_к$ предполагалось как средство защиты от перенапряжений. Но постоянная времени цепи нагрузки с учетом якоря возбудителя в зависимости от нагрузки турбогенератора изменяется в широ-

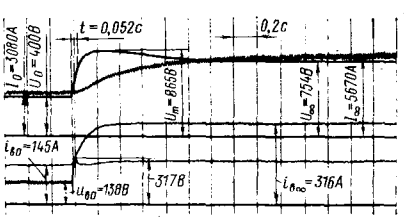


Рис. 4. Осциллограмма форсировки возбуждения турбогенератора 300 МВт с бесщеточным возбудителем и автоматическим регулятором сильного действия (по полной проектной схеме) на ГРЭС.

$i_в$, $u_в$ — ток и напряжение возбуждения возбудителя; U, I — напряжение и ток возбуждения турбогенератора.

ких пределах, являясь максимальной при холостом ходе, а практически допустимая настройка без существенного ущерба быстродействию соответствует режиму короткого замыкания. В этом случае для холостого хода оказывается справедливым уравнение (9), и разница в максимальных перенапряжениях при форсировке с холостого хода с малым $T_к$ и искусственно увеличенным $T_к$ до T короткого замыкания получается несущественной.

Поэтому была исследована схема с безынерционной обратной связью по току ротора, для которой справедливо:

$$i_к+T_к i'_к=KI. \quad (11)$$

Для кривой нарастания напряжения получим:

$$U=U_\infty+U_в e^{-\frac{t}{T_в}}+U_1 e^{p_1 t}+U_2 e^{p_2 t}, \quad (12)$$

где $U_в$, U_1, U_2 — постоянные интегрирования;

$$p_{1,2}=-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{T}+\frac{1}{T_к}\right)\pm$$

$$\pm\sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{1}{T}+\frac{1}{T_к}\right)^2-\frac{1-\rho}{TT_к}}; \quad (13)$$

$$\rho=\frac{KC_к}{1+GR}. \quad (14)$$

Если коэффициент K выбран в соответствии с режимом полной компенсации реакции якоря полем компенсационной обмотки, то для него справедливо

$$K=i_в/I. \quad (15)$$

Тогда для стационарного режима с учетом (1) получим:

$$\rho_0=\frac{C_к}{C_в+C_к}<1. \quad (16)$$

При $\rho=\rho_0$ режим всегда получается устойчивым, так как $p_1<0$ и $p_2<0$, причем заброс напряжения сверх U_∞ отсутствует независимо от T, но при этом снижается и быстродействие. При $\rho<\rho_0$ появляется заброс напряжения, а при $\rho>\rho_0$ (перекомпенсация) кривая получается еще более пологой, чем при $\rho=\rho_0$ для одинаковых исходных и конечных условий, например, при $t=0$ (в отн. ед.) $\overset{*}{I}=\overset{*}{U}=1$, а при $t\to\infty$

$$\overset{*}{I}\to 2,\ \overset{*}{U}\to 2.$$

Однако увеличение $\rho>1$ (с помощью K) приводит к $p_2>0$, т. е. к режиму самовозбуждения. Явление самовозбуждения может наблюдаться в данной схеме и при коротком замыкании (при $R=0$). Если характеристика источника, питающего цепь $i_к$, имеет $K\approx\text{const}$, то процесс самовозбуждения при коротком замыкании является аварийным, что имело место при испытании первого отечественного возбудителя данной конструкции на стенде завода — самопроизвольное возрастание тока короткого замыкания при снятии статической характеристики короткого замыкания привело к перегоранию всех предохранителей. Таким образом, к выбору значения K надо подходить с учетом явления самовозбуждения.

Исследования схемы с обратной связью по току для турбогенератора мощностью 300 МВт и выше

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

показали, что она обладает меньшим быстродействием, в связи с чем от нее отказались. Однако применительно к тиристорным системам эта схема имеет перспективы [Л. 4].

Разработанная теория удовлетворительно согласуется с экспериментом при ненасыщенной магнитной системе. Применяется приближенный учет насыщения [Л. 5]. Практически насыщение исключает опасные перенапряжения при форсировке с холостого хода, в связи с чем специальных средств для защиты от них не применяется.

Для возбудителя турбогенератора 300 МВт выбрана схема с независимым питанием по каналам $i_в$ и $i_к$ при $T_в \ll T$ и $T_к \ll T$, обеспечивающая наибольшее быстродействие при форсировке.

Для идентичных трехфазного и многофазного возбудителей числа витков индуктора находятся в приближенном соотношении [Л. 6]:

$$w_з \approx 0{,}9(w_в + w_к). \qquad (17)$$

Тогда при равенстве потерь в цепях возбуждения их постоянные времени будут относиться как индуктивности, пропорциональные квадратам чисел витков:

$$\frac{T_з}{T_m} \approx \frac{L_в (w_з/w_в)^2}{L_в + L_к} \geqslant \frac{0{,}81\,(1 + 2w_к/w_в + w^2_к/w^2_в)}{1 + w^2_к/w^2_в}. \qquad (18)$$

При $w_в \approx w$, что близко к расчетной практике $T_з/T_m \geqslant 1{,}6$, что является одной из причин повышенного быстродействия многофазного возбудителя. Поскольку специальный многофазный возбудитель зарекомендовал себя как перспективная машина для турбогенераторов большой мощности, продолжается практика его использования и развитие его теории. В частности, представляет интерес исследование возможностей этой машины в схемах с тиристорным бесщеточным возбуждением [Л. 4]. Возможны и другие применения данной машины взамен коллекторных генераторов.

Возбудитель для турбогенератора 300 МВт комплектуется бесконтактными устройствами сигнализации срабатывания предохранителей, измерения тока, напряжения и сопротивления изоляции ротора, причем последнее выполняет сигнализацию о пробое изоляции на землю и используется в схеме защиты. В системе автоматического регулирования используется регулятор сильного действия. Полная принципиальная схема приведена на рис. 5. На рис. 5 приняты следующие обозначения: *ТГ* — турбогенератор; *ТТ* — трансформатор тока; *ТН* — трансформатор напряжения; *АРВСД* — автоматический регулятор возбуждения сильного действия; *ИДТ* — индукционный датчик тока; *ЗУ* — защитное устройство, обеспечивающее сигнализацию срабатывания предохранителей и ограничение режима возбуждения при отключении числа предохранителей больше допустимого; *МБВ* — многофазный бесщеточный возбудитель; *В*, *К* — сосредоточенная и распределенная обмотки возбуждения возбудителя; *ТВ* — тиристорный выпрямитель; *ИСИН* — измеритель сопротивления изоляции и напряжения; *С* — схема сигнализации пробоя изоляции; *З* — защита от замыкания на землю в двух точках цепи ротора; *ПВ* — подвозбудитель индукторного типа; *АРН* — автоматический регулятор

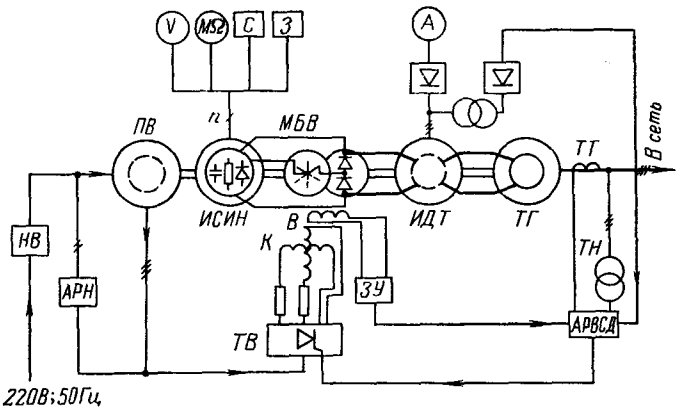


Рис. 5. Схема многофазного бесщеточного возбудителя турбогенератора 300 МВт.

напряжения подвозбудителя; *НВ* — схема начального возбуждения.

Для эффективного использования регулятора сильного действия необходима скорость нарастания напряжения при форсировке, равная или большая 10 отн. ед./с. Как видно из табл. 1, многофазный возбудитель для турбогенератора 300 МВт удовлетворяет этому условию. Для повышения быстродействия при форсировке трехфазных диодных возбудителей в [Л. 7 и 8] описываются способы, основой которых является пяти-, десятикратная или большая перефорсировка в цепи возбуждения возбудителя в начале процесса с последующим ограничением до допустимой. Как видно из той же табл. 1, трехфазный возбудитель для турбогенератора 300 МВт уже нуждается в этих дополнительных средствах, если ставить задачу использования сильного регулирования.

Увеличение кратности перефорсировки связано с дополнительными расходами на увеличение установленной мощности подвозбудителя и преобразователей в цепи возбуждения возбудителя и, кроме того, приведет к низкому качеству кривой выпрямленного напряжения в этих цепях из-за большого номинального угла регулирования, что ускоряет старение изоляции.

Многофазный возбудитель при прочих равных условиях требует применения этих средств при более высоких мощностях турбогенераторов (800 МВт и выше) и с меньшими кратностями перефорсировки.

Противопоставление метода, рекомендуемого в [Л. 7], применению многофазного возбудителя неправомерно, так как последний, как видно из табл. 1, обладает повышенным быстродействием без увеличения мощности возбуждения и габаритной мощности возбудителя, а конструктивно он, практически, не сложней обычного синхронного генератора. Правильней оба метода увеличения быстродействия рассматривать как дополняющие друг друга.

Учитывая, что надежность и быстродействие систем возбуждения мощных турбогенераторов является актуальной задачей в повышении устойчивости энергосистем, следует также иметь в виду, что оба описанных средства повышения быстродейст-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

вия диодных систем ограничены в своих возможностях при регулировании вниз. Эти ограничения снимаются в тиристорной бесщеточной системе возбуждения.

Несмотря на принципиальные преимущества многофазного возбудителя по сравнению с трехфазным в диодных вариантах разработчикам трехфазного возбудителя удалось найти ряд новых конструктивных решений [Л. 9], которые позволили при большей суммарной массе активных частей создать агрегат с меньшей конструктивной массой, более простой при монтаже и в эксплуатации. Это в определенной степени нивелирует преимущества первого для турбогенераторов мощностью 300—500 МВт.

Достоинством трехфазного возбудителя является также относительная простота перевода его на тиристорный вариант [Л. 10].

Более широкому распространению многофазного возбудителя препятствует меньшая изученность этой относительно новой машины. Так, практика проектирования показала, что некоторые отступления от «классической» конструкции (распределение обмотки возбуждения и якоря на небольшой угол и пр.) не приводят к ощутимым изменениям характеристик, но прямого отражения и объяснения этого в существующей теории пока не нашло. Развитие теории с учетом реального числа фаз и несимметричных режимов [Л. 11] ответило на ряд вопросов, но поставило новые. Попытка объяснения наблюдаемого факта более низкого уровня коммутационных перенапряжений [Л. 12] не облечена в строгую теорию, согласующуюся с экспериментом. Расчет по (18) существенно отличается от наблюдаемой разницы в быстродействии многофазного и трехфазного возбудителей, что также не нашло исчерпывающего объяснения и т. д.

Выводы. 1. Испытания промышленных образцов диодных бесщеточных возбудителей для турбогенераторов 300 МВт подтвердили принципиальные преимущества многофазного варианта в части более высокого быстродействия и улучшенного использования якоря и выпрямителя, что позволяет считать его наиболее перспективным для агрегатов большой мощности.

2. При разработке многофазных возбудителей необходимо принимать меры по улучшению деления тока в неполновентильных режимах, например, рациональное уменьшение числа фаз за счет увеличения числа параллельных ветвей и параллельное соединение вентилей.

3. Целесообразно поставить вопрос о разработке единой серии бесщеточных возбудителей для мощных турбогенераторов, в которой сочетались бы достоинства обоих направлений разработок.

4. Для перспективных решений целесообразно развитие работ по тиристорным бесщеточным системам мощных турбогенераторов на основе трехфазных и многофазных возбудителей и развитие теории этих систем.

Приложение. Величины, входящие в основные расчетные выражения для кривых нарастания напряжения и тока

$$T = T_н \frac{GR}{1+GR};\quad T_н = T'_{d3} - T_{d0};$$

$$M = \frac{T}{(T - T_m)\,GR};\quad U_a = -I_a/G;$$

$$U_в = I_в R\,(1 - T_н/T_в);\quad U_к = I_к R\,(1 - T_н/T_к);$$

$$I_a = -T\,(I_в/T_в + I_к/T_к);\quad I_в = \frac{C_в\,(i_{в\infty} - i_{в0})}{(1+GR)\,(T/T_в - 1)};$$

$$I_к = \frac{C_к\,(i_{к\infty} - i_{к0})}{(1+GR)\,(T/T_к - 1)}.$$

Ток возбуждения турбогенератора при форсировке

$$I = I_\infty + I_a e^{-t/T} + I_в e^{-t/T_в} + I_к e^{-t/T_к};$$

$$I_\infty = \frac{C_в i_{в\infty} + C_к i_{к\infty}}{1+GR};$$

$$U_\infty = R I_\infty.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ковальков Г. А.** Бесконтактный генератор постоянного тока. А. С. № 233068 (СССР). Опубл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 2.

2. **Кильдишев В. С., Ковальков Г. А.** О перспективах развития и задачах бесщеточных систем возбуждения мощных турбогенераторов. — «Электричество», 1968, № 9, с. 35—41.

3. **Ковальков Г. А.** О стационарных электромагнитных процессах в многофазном генераторе с несинусоидальной э. д. с., работающем на нагрузку через неуправляемый полупроводниковый выпрямитель. — «Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика», 1960, № 2, с. 31—37.

4. **Ковальков Г. А., Мисюлин А. В.** Стационарные процессы в многофазном генераторе, работающем на нагрузку через тиристорный выпрямитель. — «Электричество», 1972, № 7, с. 44—48.

5. **Москвитин А. И., Ковальков Г. А., Лутидзе Ш. И.** Бесщеточное возбуждение синхронных машин. М., изд. ВНИИЭМ, 1964. 102 с.

6. **Кильдишев В. С., Ковальков Г. А., Юсин В. М.** О быстродействии специального бесщеточного возбудителя — В кн.: Автоматическое регулирование и управление в энергосистемах. Труды ВЭИ. М., «Энергия», 1972, вып. 81, с. 118—127.

7. **Каштелян В. Е., Сирый Н. С.** Повышение быстродействия диодных бесщеточных систем возбуждения синхронных генераторов. — В кн.: Преобразовательные устройства и системы возбуждения синхронных машин. Л., «Наука», 1973, с. 142—152.

8. **A high** initial response brushless excitation system. — «IEEE Trans. on Power App. and Syst.», 1971, PAS-9, № 5. Aut.: T. L. Dillman, I. W. Skooglung, F. W. Keay, e. a.

9. **.Некоторые** особенности конструкций бесщеточных возбудителей мощных турбогенераторов и синхронных компенсаторов. — В кн.: Преобразовательные устройства и системы возбуждения синхронных машин. Л., «Наука», 1973, с. 180—189. Авт.: Г. З. Амос, Г. Г. Павлов, Г. К. Смирнов, В. Ф. Федоров.

10. **Тиристорный** бесщеточный возбудитель для турбогенератора мощностью 300 МВт. «ЭП. Электрические машины», 1975, № 9 (55), с. 8. Авт.: В. К. Воробей, А. А. Глебов, В. Б. Кощеев и др.

11. **Мисюлин А. В.** Анализ установившихся неполнофазных режимов бесщеточного многофазного диодного возбудителя. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашинновентильных систем. М., ЭНИН, 1974, с. 99—110.

12. **О коммутационных** перенапряжениях в бесщеточных возбудителях и требованиях к роторным диодам и тиристорам. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашинновентильных систем. М., ЭНИН, 1973, с. 94—103. Авт.: В. Д. Векшин, В. С. Кильдишев, Ю. А. Савельев и др.

[23.6.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.3.064.4.001.24

Критерий гашения дуги переменного тока

ЛЕПЕР Д. П., ШИЛИН Н. В., ШЛЕЙФМАН И. Л.

Москва

Рассматривается система «дуговой промежуток — внешняя цепь». Внешняя цепь состоит из генератора переменного напряжения $Г$ и произвольного четырехполюсника A (рис. 1,*а*). В зависимости от значений параметров дугового промежутка и внешней цепи эта система может иметь режимы двух типов: характеризуемые устойчивым горением дуги переменного тока и неустойчивые, приводящие к погасанию дуги при переходе тока через нуль.

Нахождение границы между этими двумя типами режимов является одной из центральных задач теоретического описания системы «дуговой промежуток — внешняя цепь». Особенно важное значение эта задача имеет в связи с проблемой гашения электрической дуги в выключателях.

В статье состояние дугового промежутка описывается на основе динамического уравнения Майра [Л. 1]:

$$\theta \frac{1}{R}\frac{dR}{dt} = 1 - \frac{ui}{P}, \qquad (1)$$

где u, i, R — напряжение, ток и сопротивление дуги; θ — постоянная времени дуги; P — отводимая от дугового столба мощность.

Как известно, уравнение Майра является грубо приближенным и не может претендовать на точное количественное описание дуги переменного тока. Тем не менее критерий гашения, получаемый на его основе, представляет интерес, поскольку позволяет качественно проанализировать влияние вида и параметров схемы на отключающую способность выключателя.

Наибольший интерес представляет изучение поведения выключателя в схеме, имеющей индуктивный характер (рис. 1,*б*). В шунтирующий двухполюсник $Ш$ в общем случае входят как элементы схемы регулирования и восстанавливающегося напряжения, так и элементы схемы выключателя, присоединенные параллельно дуговому промежутку. Исследованием схем типа схемы, изображенной на рис. 1,*б*, мы и ограничимся в данной работе. Однако применяемый нами метод является общим и может быть распространен на более сложные схемы, например на такие, в которых выключатель включен в отрезок длинной линии и шунтирован произвольным двухполюсником.

Критерий гашения дуги переменного тока на основе уравнения Майра впервые был получен в [Л. 1 и 2] для следующих простейших частных случаев: дуговой промежуток шунтирован емкостью (рис. 2,*а*); дуговой промежуток шунтирован сопротивлением (рис. 2,*б*).

В статье этот метод распространяется на случай произвольного шунтирующего двухполюсника $Ш$.

Охарактеризуем основные положения рассматриваемого метода. Задача описания поведения системы разбивается на два этапа: до нуля и после нуля тока в дуге. Считается, что до нуля тока сопротивление дуги мало́ по сравнению с комплексным сопротивлением внешней цепи. В нулевом приближении его можно положить равным нулю ($R=0$), что физически соответствует замкнутому состоянию контактов. В этом случае можно говорить о том, что цепь навязывает дуге ток $i(t)$. Если теперь подставить значение этого тока в (1), то найдем следующее решение для проводимости $1/R$, справедливое до нуля тока [Л. 1 и 3]:

$$\frac{1}{R} = e^{-\frac{\Delta t}{\theta}}\left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{P\theta}\int_{t_1}^{t} i^2(t')\, e^{\frac{\Delta t'}{\theta}}\, dt'\right], \qquad (2)$$

где R_1 — сопротивление в начальный момент t_1; $\Delta t = t - t_1$; $\Delta t' = t' - t_1$. Для схемы, содержащей источник переменного напряжения и индуктивность (рис. 1,*б*), цепь навязывает дуге синусоидальный ток

$$i = \frac{U_0}{L\omega}\sin\omega t. \qquad (3)$$

Вблизи нуля тока в моменты времени, малые по сравнению с полупериодом,

$$i = at, \qquad (4)$$

где $a = U_0/L$ — скорость подхода тока к нулю.

В выключателях постоянная времени θ мала ($\omega\theta \ll 1$), поэтому все околонулевые процессы, обусловливающие гашение (или негашение) дуги выключателем, происходят в области, в которой линейная зависимость (4) выполняется с большой точностью. Так как a не зависит от ω, то околонулевые процессы, а вместе с ними и критерий гашения, который будет получен ниже, оказываются также не зависящими от частоты генератора.

Подстановка (4) в (2) позволяет (см. приложение 1) найти сопротивление дуги в нуль тока:

$$R_0 = \frac{P}{2(a\theta)^2} = \frac{P}{2}\left(\frac{L}{U_0\theta}\right)^2, \qquad (5)$$

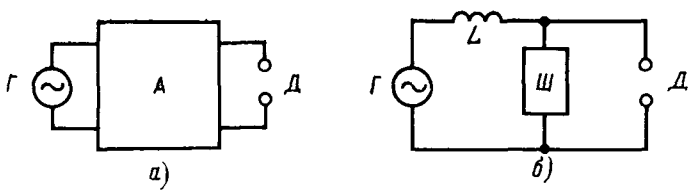


Рис. 1. Система «дуговой промежуток (Д) — внешняя цепь». *а* — общий случай; *б* — дуга в индуктивной цепи с произвольным шунтирующим двухполюсником $Ш$.

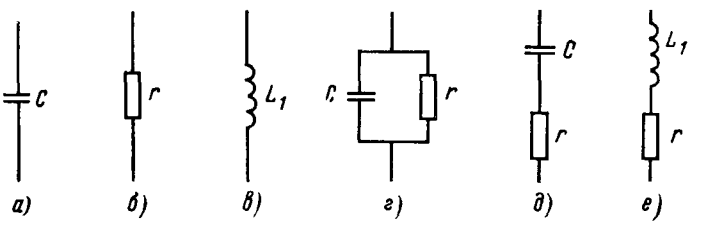


Рис. 2. Различные схемы шунтирующего двухполюсника.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

которое можно рассматривать как начальное условие для решения задачи на следующем этапе.

После нуля тока в результате охлаждения дугового столба сопротивление дуги быстро растет и становится больше комплексного сопротивления шунтирующего двухполюсника, поэтому в качестве исходного нулевого приближения можно взять приближение бесконечного сопротивления дугового промежутка ($R=\infty$). В этом случае цепь навязывает дуговому промежутку напряжение $u(t)$ (восстанавливающееся напряжение). Подставляя его в (1), находим решение [Л. 1 и 3]:

$$R(t)=e^{t/\theta}\left[R_0-\frac{1}{P\theta}\int_0^t u^2(t')\,e^{-t'/\theta}\,dt'\right], \qquad (6)$$

описывающее поведение сопротивления дуги после нуля тока ($t>0$).

Вычислим входящий в (6) интеграл для произвольной схемы типа изображенной на рис. 1,*б*. Такое вычисление оказывается возможным благодаря применению операционного метода.

Представим восстанавливающееся напряжение в виде

$$u(t)=U_0 f(t), \qquad (7)$$

где U_0 — амплитуда напряжения генератора; $f(t)$ — форма восстанавливающегося напряжения. Используем связь между оригиналом $f(t)$ и его изображением $F(p)$:

$$f(t)=\frac{1}{2\pi j}\oint\frac{F(p)}{p}\,e^{pt}\,dp. \qquad (8)$$

Подставляя (7) и (8) в (6) и производя интегрирование, получаем следующее общее выражение для сопротивления дуги (см. приложение 2):

$$R(t)=R_0[(1-\rho^2 A)\,e^{t/\theta}-B(t/\theta)], \qquad (9)$$

где $\rho=\frac{U_0}{\sqrt{PR_0}}$; $B(t/\theta)$ — некоторая функция, зависящая от t/θ более слабо, чем экспонента. Коэффициент A в общем случае определяется выражением

$$A=[F(0)]^2-\frac{2}{\theta}F(0)\sum_{k=1}^{n}\frac{\operatorname{Res}[F]_{p_k}}{p_k(p_k-1/\theta)}-$$
$$-\frac{1}{\theta}\sum_{k=1}^{n}\sum_{m=1}^{n}\frac{\operatorname{Res}[F]_{p_k}\operatorname{Res}[F]_{p_m}}{p_k p_m(p_k+p_m-1/\theta)}. \qquad (10)$$

Здесь $\operatorname{Res}[F]_{p_k}$ — вычет функции $F(p)$ относительно точки $p=p_k$, являющейся k-м полюсом функции $F(p)$; суммирование производится по всем полюсам; $F(p)=\frac{U(p)}{U_0}$ с точностью до постоянного множителя совпадает с изображением восстанавливающегося напряжения. (Метод вычисления изображения восстанавливающегося напряжения с помощью теоремы Тевенена хорошо известен.)

Как видим, выражение (9) таково, что решающую роль в определении поведения сопротивления дуги играет знак множителя перед экспонентой. Действительно, при

$$\rho<1/\sqrt{A} \qquad (11)$$

коэффициент при экспоненте положителен, и (9) описывает неограниченный экспоненциальный рост сопротивления дуги, т. е. ее гашение. Таким образом, неравенство (11) и представляет искомый критерий гашения дуги переменного тока для произвольной схемы типа изображенной на рис. 1,*б*.

При $\rho>1/\sqrt{A}$ сопротивление дуги согласно (9) быстро уменьшается, что физически соответствует ее повторному зажиганию.

Остановимся на смысле параметра $\rho=U_0/\sqrt{PR_0}$. Во-первых, поскольку $\sqrt{PR_0}$ имеет смысл электрической прочности промежутка при наличии остаточной проводимости [Л. 3 и 4], то ρ представляет собой отношение напряжения генератора к электрической прочности промежутка. Во-вторых, если воспользоваться (5), то получим выражение:

$$\rho=\sqrt{2}\,\frac{U_0^2\theta}{LP}=\frac{I_m}{I_*}, \qquad (12)$$

где $I_m=\frac{U_0}{L\omega}$ — амплитуда тока короткого замыкания; $I_*=\frac{P}{\sqrt{2}(\omega\theta)\,U_0}$.

Таким образом, ρ имеет также смысл тока короткого замыкания, выраженного в относительных единицах.

Коэффициент A согласно (10) зависит только от формы восстанавливающегося напряжения, поэтому критерий гашения дуги (11) представляет собой связь между амплитудой тока короткого замыкания и параметрами схемы. В частности, при восстанавливающемся напряжении, имеющем линейную форму, критерий гашения дает связь между амплитудой тока короткого замыкания и скоростью роста восстанавливающегося напряжения. Эта зависимость теоретически и экспериментально исследовалась в [Л. 5 и 6]. Отметим, что в полном соответствии с высказанными ранее соображениями критерий гашения (11) не зависит от частоты генератора ω.

Примененный метод следует охарактеризовать как метод последовательных приближений, при этом в качестве исходного (нулевого) приближения берется следующая зависимость сопротивления дуги от времени:

$$R(t)=\begin{cases}0 & \text{при } t<0;\\ \infty & \text{при } t>0,\end{cases} \qquad (13)$$

что по смыслу соответствует гипотезе идеального выключателя. Предположение (13) позволяет установить поведение тока $i(t)$ до нуля тока и напряжения $u(t)$ после нуля тока. Затем с помощью полученных $i(t)$ (при $t<0$) и $u(t)$ (при $t>0$) рассчитывается уточненное первое приближение, определяющее зависимость сопротивления дуги от времени. По поведению сопротивления дуги в первом приближении судят о том, произойдет гашение дуги или нет. Успех применяемого метода последовательных приближений определяется тем, что нулевое приближение (13) в целом качественно правильно передает поведение сопротивления дуги при переходе тока через нуль.

Особенностью данного метода является то, что в рамках используемых приближений процессы до

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

нуля тока не зависят от схемы шунтирующего двухполюсника. Действительно, согласно (13) при $t<0$ в нулевом приближении $R=0$, ток в двухполюсник *Ш* не ответвляется. Это означает, что ток в дуге $i(t)$, а вместе с ним и проводимость дуги $1/R$, определяемая по (2), от схемы двухполюсника *Ш* не зависит. Все влияние этой схемы проявляется после нуля тока. Это влияние осуществляется через форму восстанавливающегося напряжения $u(t)$, входящего в (6).

В соответствии с принятыми допущениями любое дополнительное шунтирование увеличивает отключающую способность выключателя. Действительно, до нуля тока дополнительное шунтирование не оказывает влияния, в то время как после нуля тока дополнительное шунтирование приводит к снижению кривой восстанавливающегося напряжения. Отметим, что сделанное утверждение относится к выключателям, для которых исходное предположение (13) является оправданным, т. е. к выключателям с малым падением напряжения на дуге и малым остаточным током.

В литературе имеются различные точки зрения по вопросу о пользе шунтирования.

Так, при обсуждении роли шунтирующей емкости можно встретить высказывание о том, что за счет подзаряда емкости и разряда ее на дугу в нуль тока увеличивается энергия в дуге в области нуля тока [Л. 7]. Согласно этому положению влияние емкости до нуля тока сводится к утяжелению процесса отключения, влияние емкости после нуля тока несомненно облегчает отключение, но итоговый эффект такого шунтирования остается неясным. Смысл наших аргументов состоит в том, что для выключателей с малым падением напряжения на дуге и малым остаточным током влияние шунтирования после нуля тока значительно больше возможных отрицательных эффектов шунтирования до нуля тока. Вывод о положительной роли емкости, параллельной контактам выключателя, подтверждается как численными расчетами [Л. 8], так и экспериментальными данными [Л. 5].

Проиллюстрируем изложенный общий метод на конкретных примерах. Возможные схемы шунтирующего двухполюсника удобно классифицировать по числу входящих элементов. Тривиальный случай, когда шунтирование отсутствует, можно трактовать как схему нулевого порядка. Все возможные схемы 1-го порядка изображены на рис. 2 (случаи *а*, *б* и *в*); там же изображены некоторые из возможных схем 2-го порядка (случаи *г*, *д* и *е*).

В рассматриваемых примерах, когда шунтирующий двухполюсник содержит сопротивление r, емкость C и индуктивность L_1 в различных комбинациях, играют роль следующие безразмерные параметры:

$$\varkappa=(\omega_0\theta)^2=\frac{\theta^2}{LC};\quad \lambda=\frac{\theta}{rC};$$

$$\mu=\frac{L_1}{L};\quad \sigma=\nu\theta=\frac{\theta r}{L}. \tag{14}$$

Ниже приводятся результаты вычислений для конкретных примеров. Для иллюстрации метода расчета в приложении 3 приведены подробные вычисления, относящиеся к примеру 5. Результаты расчета по схемам рис. 2,*а* и *б* полностью совпадают с результатами [Л. 1 и 2], расчет по схемам рис. 2,*в*—*е* сделан нами впервые.

Пример 1. Дуговой промежуток шунтирован двухполюсником нулевого порядка; $U(p)=U_0$; восстанавливающееся напряжение имеет форму прямоугольной ступеньки; $F(p)$ не имеет полюсов, поэтому в (10) следует учитывать лишь первое слагаемое, равное единице.

Критерий гашения имеет вид:

$$\rho<1. \tag{15}$$

Поясним смысл этого результата. Если восстанавливающееся напряжение имеет форму прямоугольной ступеньки, то в полном соответствии с определением электрической прочности при тепловых пробоях [Л. 3 и 4] граница «гашения — негашения» соответствует случаю, когда высота ступеньки напряжения U_0 равна электрической прочности промежутка $\sqrt{PR_0}$.

Пример 2. Дуговой промежуток шунтирован емкостью (рис. 2,*а*) $U(p)=U_0\frac{\omega_0^2}{p^2+\omega_0^2}$. Функция $F(p)=\frac{\omega_0^2}{p^2+\omega_0^2}$ имеет два полюса $p_{1,2}=\pm j\omega_0$.

Критерий гашения имеет вид:

$$\rho<\sqrt{\frac{(1+\varkappa)(1+4\varkappa)}{6\varkappa^2}}. \tag{16}$$

Пример 3. Дуговой промежуток шунтирован сопротивлением (рис. 2,*б*); $U(p)=U_0\frac{\nu}{p+\nu}$.

Критерий гашения имеет вид:

$$\rho<\sqrt{\frac{(1+\sigma)(1+2\sigma)}{2\sigma^2}}. \tag{17}$$

Пример 4. Дуговой промежуток шунтирован индуктивностью (рис. 2,*в*) $U(p)=U_0\frac{L_1}{L+L_1}$; $F(p)$ не имеет полюсов, критерий гашения имеет вид:

$$\rho<\frac{L+L_1}{L_1}=\frac{1+\mu}{\mu}. \tag{18}$$

Сопоставим разобранные выше примеры шунтирования емкостью C, сопротивлением r и индуктивностью L_1. Напомним, что указанным случаям соответствуют восстанавливающиеся напряжения: $u=U_0(1-\cos\omega_0 t)$ для C-шунтирования; $u=U_0\times\times(1-e^{-\nu t})$ для r-шунтирования; для L_1-шунтирования восстанавливающееся напряжение имеет форму прямоугольной ступеньки, высота которой равна $\bar{U}=U_0\frac{\mu}{1+\mu}$.

Формулы (16)—(18) имеют сходную структуру; при $\varkappa\to 0$, $\sigma\to 0$, $\mu\to 0$ они приводят к неограниченному росту ρ.

Область, определяемую неравенствами

$$\varkappa=\frac{\theta^2}{LC}\ll 1,\quad \sigma=\frac{\theta r}{L}\ll 1,\quad \mu=\frac{L_1}{L}\ll 1, \tag{19}$$

можно охарактеризовать как область сильного шунтирования, поскольку в этом случае предельный отключаемый ток значительно увеличен по сравнению со случаем, когда шунтирование отсутствует. Условие сильного шунтирования (19) допускает также форму записи, единую для всех трех случаев:

$$Z_{ш}\left(\omega=\frac{1}{\theta}\right)\ll\frac{1}{\theta}L, \tag{20}$$

где $Z_{ш}\left(\omega=\frac{1}{\theta}\right)$ — комплексное сопротивление шунтирующего элемента на частоте $1/\theta$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Если оставить только первые члены разложения в ряд, то из (16)—(18) можно получить следующие упрощенные формулы сильного шунтирования:

$$\rho \leqslant \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{LC}{\theta^2} & \text{для } C\text{-шунтирования;} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L}{\theta r} & \text{для } r\text{-шунтирования;} \\ \frac{L}{L_1} & \text{для } L\text{-шунтирования.} \end{cases} \quad (21)$$

Эти формулы позволяют установить соотношения эквивалентности при сильном шунтировании:

$$r = \sqrt{3}\frac{\theta}{C} = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{L_1}{\theta}. \quad (22)$$

Условия (19) можно также охарактеризовать как условия, обеспечивающие малость θ по сравнению с периодом колебательного контура $T_0 = 2\pi/\omega_0$ для C-шунтирования и с постоянной времени rL-цепочки L/r для r-шунтирования.

Таким образом, при сильном шунтировании постоянная времени дуги θ мала по сравнению с характерным временем изменения восстанавливающегося напряжения. Это означает, что при вычислении входящего в (6) интеграла работает только начальная часть кривой восстанавливающегося напряжения, имеющая для C-шунтирования параболическую форму $u = \beta t^2 \left(\beta = \frac{U_0\omega_0^2}{2}\right)$ и для r-шунтирования линейную форму $u = \nu t$.

Уравнение (22) устанавливает условия, при которых квадратичное, линейное и ступенчатое восстанавливающиеся напряжения оказываются эквивалентными с точки зрения отключения выключателя (при θ, малом по сравнению с характерным временем восстанавливающегося напряжения). Эти условия имеют такой вид:

$$\nu = \sqrt{3}\beta\theta = \frac{1}{\sqrt{2}\theta}\mu, \quad (23)$$

где параметр μ связан с отношением высоты ступеньки напряжения $\overline{U}$ к напряжению генератора U_0: $\mu = L_1/L = \overline{U}/U_0 - 1$.

Поясним полученные выше соотношения на конкретном примере. Примем постоянную времени дуги в выключателе $\theta = 10^{-5}$ с. Для напряжения $U_0 = 72$ кВ промышленной частоты $\omega = 314$ Гц и тока короткого замыкания $I_m = 30$ кА индуктивность цепи $L = \frac{U_0}{I_m\omega} = 7{,}6$ мГ. Собственную емкость выключателя C_0 примем равной 10^{-10} Ф. Параметр $\varkappa = \frac{\theta^2}{LC} = 1{,}3\cdot 10^2$, откуда следует, что собственная емкость выключателя соответствует случаю слабого шунтирования и потому не может оказывать сколь-нибудь заметного влияния на отключающую способность выключателя. Далее можно оценить условия, при которых шунтирование выключателя емкостью, сопротивлением, индуктивностью становится эффективным (сильным). Эти условия таковы: $C \gg \theta^2/L = 1{,}3/10^{-2}$ мкФ; $r \ll L/\theta = 7{,}6\cdot 10^2$ Ом; $L_1 \ll 7{,}6$ мГ.

В частности, при частоте восстанавливающегося напряжения в испытательной схеме $f = 3$ кГц параметр $\omega_0\theta = 2\pi f\theta = 9{,}4\cdot 10^{-2} \ll 1$, что соответствует области сильного шунтирования. Наконец, условия эквивалентности (22) позволяют установить, что резистор с $r = 200$ Ом по своему влиянию на отключающую способность выключателя эквивалентен емкости $C = 8{,}6\cdot 10^{-2}$ мкФ и реактору с $L_1 = 2{,}8$ мГ.

Пример 5. Параллельно дуговому промежутку включены емкость и сопротивление (рис. 2,*г*); $U(p) = U_0 \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + \nu p + p^2}$. Критерий гашения имеет вид:

$$\rho < \sqrt{\frac{(1+\lambda)(1+\lambda+\varkappa)(1+2\lambda+4\varkappa)}{6\varkappa^2\left(1+\frac{2}{3}\lambda\right)}}. \quad (24)$$

Из этого общего случая примеры 2 и 3 получаются как частные случаи. Так, (16) получается из (24) при $\lambda \to 0$ (т. е. при $\theta/C \ll r$). Формула (17) может быть получена при $\theta/C \gg r$ ($C \to 0$).

Поскольку $\varkappa$ и λ согласно (14) зависят от C одинаковым образом, то при $C \to 0$ отношение $\sigma = \varkappa/\lambda = \theta r/L$ остается постоянным. Учитывая это обстоятельство и производя разложение по параметру $\frac{\theta}{rC}$, получаем формулу (17).

Зависимость $\rho = I_m/I_*$ от $\varkappa^{1/2} = \theta\sqrt{LC} = \omega_0\theta$ при разных значениях $\lambda = \frac{\theta}{rC}$, вычисленная по (24), представлена на рис. 3. По своему смыслу эти кривые представляют собой зависимости отключаемого тока от квадрата частоты восстанавливающегося напряжения при разных значениях сопротивления шунтирующего резистора.

Пример 6. Дуговой промежуток шунтирован последовательно включенными емкостью и сопротивлением (рис. 2,*д*); $U(p) = U_0 \frac{\omega_0^2 + \nu p}{\omega_0^2 + \nu p + p^2}$. Производя необходимые вычисления, получаем критерий гашения в виде:

$$\rho < \frac{1}{\sqrt{A}};\ A = 1 - \frac{2}{\sigma+\varkappa} + \frac{1+\sigma+\varkappa}{(1+\sigma)(1+2\sigma+4\varkappa)}. \quad (25)$$

Частные случаи, соответствующие примерам 2 и 3, получаются из (25) соответственно при $\sigma \to 0$ и $\varkappa \to 0$.

Пример 7. Дуговой промежуток шунтирован последовательно включенными сопротивлением и индуктивностью (рис. 2,*е*); $U(p) = U_0 \frac{p\mu + \nu}{p(1+\mu)+\nu}$.

Получаем критерий гашения в виде:

$$\rho < \frac{1}{\sqrt{A}};\ A = 1 - \frac{2}{1+\sigma+\mu} + \frac{1}{(1+\mu)(1+\mu+2\sigma)}. \quad (26)$$

Частные случаи, соответствующие (17) и (18), получаются при $\mu \to 0$ и $\sigma \to 0$. Данный пример позволяет ответить на вопрос о том, при каких условиях можно не учитывать индуктивность резистора. Это условие имеет вид $\mu \ll \sigma$ или $L_1/\theta \ll r$. Так, для резистора, имеющего сопротивление $r = 10^3$ Ом и индуктивность 200 мкГ, при постоянной времени $\theta = 10^{-5}$ с получаем $L_1/\theta = 20$ Ом, т. е. индуктивность такого резистора не играет заметной роли.

В рассмотренных выше примерах мы сформулировали условия, при которых критерий гашения дуги в более сложной схеме переходит в критерий гашения для схемы, являющейся частным случаем первоначальной. Такой переход будем называть вырождением сложной схемы в простую. Так, в примере 7 речь идет об условиях вырождения

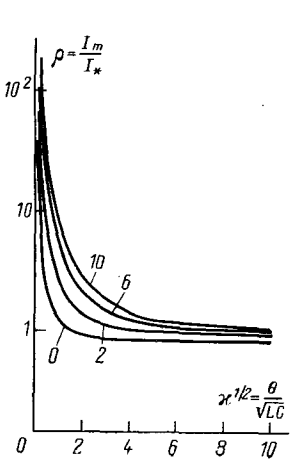


Рис. 3. Расчетные зависимости тока отключения от квадрата частоты восстанавливающегося напряжения в относительных единицах при различных значениях $\lambda = \frac{\theta}{rC}$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

схемы рис. 2,*е* в схемы 2,*б* и *в*. Обобщая рассмотренные в примерах 5—7 условия вырождения схем, можно сформулировать следующие общие правила.

Правило 1. Если в схеме шунтирующего двухполюсника имеется несколько параллельных ветвей, то основную роль играет та ветвь, комплексное сопротивление которой на частоте $1/\theta$ является наименьшим.

Правило 2. Если в схеме шунтирующего двухполюсника имеется несколько последовательно включенных элементов, то основную роль играет тот элемент, комплексное сопротивление которого на частоте $1/\theta$ является наибольшим.

Сформулированные правила позволяют производить разумные упрощения схем в тех случаях, когда имеется большая разница в комплексных сопротивлениях различных элементов схемы на частоте $1/\theta$.

Приложение 1. Введем безразмерные переменные $x=t_1/\theta$, $\Delta x=\dfrac{t-t_1}{\theta}$. Подставляя (4) в (2), получаем:

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{R_0}M(x)+\left[\frac{1}{R_1}-\frac{1}{R_0}M(x)\right]e^{-\Delta x}, \qquad (П1\text{-}1)$$

где $M(x)=1-x+x^2/2$.

Как видно из (П1-1), влияние начальных условий экспоненциально затухает, так что через время порядка нескольких постоянных времени происходит выход проводимости $1/R$ на установившийся режим, определяемый первым членом (П1-1).

В нуль тока $\Delta x=-x_1$, $M(x)=1$,

$$\frac{1}{R}\Big|_{t=0}=\frac{1}{R_0}+\left[\frac{1}{R_0}-\frac{1}{R_0}M(x_1)\right]e^{x_1}. \qquad (П1\text{-}2)$$

Если начальное сопротивление R_1 задано в момент времени $x_1<0$, отстоящий от нуля тока на интервал порядка нескольких θ, то второй член в (П1-2) пренебрежимо мал, и с большой точностью выполняется формула (5).

Приложение 2. Подставляя (7) в (6) и вводя $\rho=\dfrac{U_0}{\sqrt{PR_0}}$, получаем:

$$R^1(t)=R_0e^{t/\theta}\,[1-\rho^2K(t)]; \qquad (П2\text{-}1)$$

$$K(t)=\frac{1}{\theta}\int_0^t f^2(t')e^{-t'/\theta}dt'. \qquad (П2\text{-}2)$$

Далее, используя преобразование (8), произведем перестановку порядка интегрирования:

$$K(t)=\frac{1}{\theta}\int_0^t dt'e^{-t'/\theta}\left[\oint\frac{dp}{2\pi j}\frac{F(p)\,e^{pt'}}{p}\right]\times$$

$$\times\left[\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')\,e^{p't'}}{p'}\right]=$$

$$=\frac{1}{\theta}\oint\frac{dp}{2\pi j}\frac{F(p)}{p}\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')}{p'}\int_0^t dt'e^{\left(p+p'-\frac{1}{\theta}\right)t'}=$$

$$=\frac{1}{\theta}\oint\frac{dp}{2\pi j}\frac{F(p)}{p}\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')}{p'}\times$$

$$\times\left\{\frac{1}{p+p'-\frac{1}{\theta}}e^{\left(p+p'-\frac{1}{\theta}\right)t'}\Big|_0^t\right\}=A+e^{-t/\theta}B(t/\theta), \qquad (П2\text{-}3)$$

где

$$A=-\frac{1}{\theta}\oint\frac{dp}{2\pi j}\frac{F(p)}{p}\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')}{p'}\frac{1}{p+p'-\frac{1}{\theta}}; \qquad (П2\text{-}4)$$

$$B(t/\theta)=\frac{1}{\theta}\oint\frac{dp}{2\pi j}\frac{F(p)}{p}\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')}{p'}\times$$

$$\times\frac{1}{p+p'-\frac{1}{\theta}}e^{\left(p+p'-\frac{1}{\theta}\right)t}. \qquad (П2\text{-}5)$$

Подставляя (П2-3) в (П2-1), получаем (9).

Для отыскания критерия гашения достаточно вычислить только A. Сначала с помощью вычетов вычислим интеграл

$$I=\oint\frac{dp'}{2\pi j}\frac{F(p')}{p'}\frac{1}{\left(p+p'-\frac{1}{\theta}\right)}. \qquad (П2\text{-}6)$$

Функция $F(p')$ имеет n полюсов. Как известно, все полюса восстанавливающегося напряжения расположены в левой полуплоскости или на мнимой оси, т. е. внутри контура интегрирования. Функция $1/p'$ имеет полюс тоже внутри контура при $p'=0$. Функция $\dfrac{1}{p+p'-\frac{1}{\theta}}$ имеет полюс вне контура интегрирования, поскольку $p'=1/\theta-p$ лежит в правой полуплоскости. Таким образом,

$$I=\operatorname{Res}\left[\frac{F(p')}{p'\left(p'+p-\frac{1}{\theta}\right)}\right]_{p'=0}+$$

$$+\sum_{k=1}^{n}\operatorname{Res}\left[\frac{F(p')}{p'\left(p'+p-\frac{1}{\theta}\right)}\right]_{p'=p_k}=$$

$$=\frac{F(0)}{p-\frac{1}{\theta}}+\sum_{k=1}^{n}\frac{\operatorname{Res}[F]_{p_k}}{p_k\left(p+p_k-\frac{1}{\theta}\right)}. \qquad (П2\text{-}7)$$

В дальнейшем считаем, что все полюса функции $F(p)$ — простые. Все рассматриваемые нами примеры приводят только к простым полюсам восстанавливающегося напряжения.

Подставляя (П2-7) в (П2-4) и повторно интегрируя, получаем для A выражение (10).

Приложение 3. Для схемы рис. 2,*д*

$$F(p)=\frac{\omega^2_0}{p^2+\frac{\omega^2_0}{\nu}p+\omega^2_0}=\frac{p_1p_2}{(p-p_1)(p-p_2)}, \qquad (П3\text{-}1)$$

причем $p_1+p_2=-\dfrac{\omega^2_0}{\nu}$, $p_1p_2=\omega^2_0$. Через сумму и произведение корней могут быть представлены также безразмерные параметры задачи $\varkappa$ и λ:

$$\varkappa=(\omega_0\theta)^2=p_1p_2\theta^2,\quad \lambda=\frac{\theta}{rC}=\frac{\omega^2_0\theta}{\nu}=-(p_1+p_2)\theta. \qquad (П3\text{-}2)$$

Значения вычетов определяются равенствами:

$$\operatorname{Res}[F]_{p_1}=\frac{p_1p_2}{p_1-p_2};\quad \operatorname{Res}[F]_{p_2}=-\frac{p_1p_2}{p_1-p_2}. \qquad (П3\text{-}3)$$

Вычислим входящие в (10) слагаемые. Функция $F(0)=1$, поэтому первое слагаемое равно единице. Вычисление второго и третьего слагаемых с использованием (П3-2) и (П3-3) после несложных, но громоздких вычислений дает:

$$\frac{2}{\theta}\sum_{k=1}^{2}\frac{\operatorname{Res}[F]_{p_k}}{p_k\left(p_k-\frac{1}{\theta}\right)}=\frac{2(1+\lambda)}{1+\lambda+\varkappa},$$

$$\frac{1}{\theta}\sum_{k=1}^{2}\sum_{m=1}^{2}\frac{\operatorname{Res}[F]_{p_k}\operatorname{Res}[F]_{p_m}}{p_kp_m\left(p_k+p_m-\frac{1}{\theta}\right)}=$$

$$=-\frac{1+3\lambda+2\varkappa+2\lambda^2}{(1+2\lambda+4\varkappa)(1+\lambda)}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

После суммирования всех трех слагаемых и преобразований получаем:

$$A=\frac{6\varkappa^2\left(1+\frac{2}{3}\lambda\right)}{(1+\lambda)(1+\lambda+\varkappa)(1+2\lambda+4\varkappa)}. \qquad (\text{П3-4})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Mayr O.** Beitrag zur Theorie der statischen und dynamischen Lichtbogen. — «Archiv für Elektrotechnik», 1943, Bd 37, S. 588.

2. **Brown T. E.** A Study of A-C arc behavior near current zero by means of mathematical models. — «Trans. AIEE», 1948, vol. 67, p. 141.

3. **Буткевич Г. В.** Дуговые процессы при коммутации электрических цепей. М., «Высшая школа», 1967.

4. **Slepian J.** Extinction of an A-C arc. — «Trans. AIEE», 1930, vol. 49, p. 421.

5. **Transient** recovery voltage and thermal performance of an airblast circuit breaker. — «Proc. IEE», 1973, vol. 120, p. 994. Aut.: D. Birthwhisly, G. E. Gardner, B. Jones, R. G. Urwin.

6. **Быструев А. К.** Исследование зависимости допустимой скорости восстановления напряжения от тока отключения выключателей серии ВВН. — В кн.: Тезисы докладов VII Всесоюзного научно-технического совещания «Перспективы развития высоковольтной аппаратуры с учетом развития энергосистем». Л., «Энергия», 1975.

7. **Славин Г. А.** Восстанавливающиеся напряжения на контактах выключателей при отключении коротких замыканий. М., 1974, «Энергия», 80 с.

8. **Study** of arcs in breakers with the help of a cybernetic model under the influence of turbulence. Session CIGRE, 1972, report 13—10. Aut.: A. Hochrainer, A. Grütz, J. Schwarz, H. Thiel.

[30.7.1976]

УДК 621.3.014.31.012.8

Электрическая схема замещения сварочной дуги постоянного тока с неплавящимся электродом

Канд. техн. наук **ТРОФИМОВ Н. М.**, инженеры **ЛУКАШОВ В. Н.**, **КОРЯЖКИН В. В.**, **ПОПОВ В. В.**, доктор техн. наук **КАСПРЖАК Г. М.**

Основным затруднением при моделировании дуги является неоднородность ее канала как в продольном (осевом), так и в радиальном направлениях [Л. 1]. Лишь при малых отклонениях от статического установившегося режима для длинной дуги, когда можно пренебречь анодно-катодным падением напряжения, из уравнения О. Майра [Л. 2] получена весьма простая и удобная модель дуги (точнее, положительного столба) в виде операторного сопротивления [Л. 3 и 4].

$$z(p)=\frac{u_\partial(p)}{i_\partial(p)}=\frac{R_{\text{ст}}\theta p+R_{\text{диф}}}{\theta p+1}, \qquad (1)$$

где $u_\partial(p)$, $i_\partial(p)$ — изображения переменных составляющих напряжения и тока дуги (отклонений от статического режима), А и Б; $R_{\text{ст}}=\frac{U_0}{I_0}$ — статическое сопротивление дуги, Ом; $R_{\text{диф}}=\frac{\partial U_\partial}{\partial I_\partial}$ — дифференциальное сопротивление дуги, Ом; θ — постоянная времени дуги, с.

В статье показана возможность использования передаточной функции (1) для описания сварочной дуги при большом анодно-катодном падении напряжения (до 50% и более) и ограниченных отклонениях тока в пределах прямолинейной части статической вольт-амперной характеристики.

Рассмотрим с помощью рис. 1 различие между полным сопротивлением дуги и сопротивлением столба дуги, а также качественную картину переходного процесса. Для этого, учитывая слабую зависимость анодного и катодного падений напряжения от тока, отложим на графике $U_{\text{а-к}}=\text{const}$ и отметим на статической характеристике *1* две точки статических состояний O и S при изменении тока от I_0 до $(I_0+\Delta I)$ ступенчато в пределах прямолинейной части характеристики. Дифференциальное сопротивление дуги (как нелинейного элемента) определяется отношением:

$$R_{\text{диф}}=\frac{\Delta U}{\Delta I}. \qquad (2)$$

Проведя прямые из точек O и S до старого и нового начал координат, получаем в соответствии с рис. 1:

статическое сопротивление в точках O и S

$$R_0=\text{tg}\,\alpha; \qquad (3)$$

$$R_s=\text{tg}\,\beta; \qquad (4)$$

статическое сопротивление всей дуги в тех же точках

$$R_{\partial 0}=\text{tg}\,\alpha'=R_{\text{ст}}; \qquad (5)$$

$$R_{\partial s}=\text{tg}\,\beta'=\frac{U_0+\Delta U}{I_0+\Delta I}. \qquad (6)$$

Очевидно, полное сопротивление дуги $R_{\text{д}}$ состоит из сопротивления столба дуги R и сопротив-

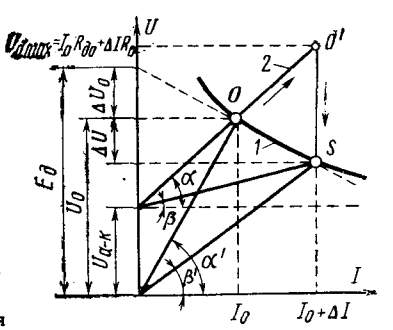


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики дуги.
1 — статическая; *2* — переходная (закона Ома).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ления приэлектродных областей, т. е.

$$R_д = R + \frac{U_{а\text{-}к}}{I_д}, \qquad (7)$$

поэтому для статических сопротивлений $R_{д0}$ и $R_{дs}$ можно записать:

$$R_{д0} = R_0 + \frac{U_{а\text{-}к}}{I_0}; \qquad (8)$$

$$R_{дs} = R_s + \frac{U_{а\text{-}к}}{I_0 + \Delta I}. \qquad (9)$$

Как известно, сопротивление R_0 вследствие термической инерционности столба не может измениться мгновенно во время увеличения тока. Иначе дело обстоит с анодным и катодным падениями напряжения, а точнее, с той его частью, которая создается электрическими полями объемных зарядов приэлектродных областей. Эта основная часть анодно-катодного падения напряжения может устанавливаться практически мгновенно, т. е. сопротивление, определяемое этим падением напряжения, практически безынерционно, поэтому при ступенчатом изменении тока значение $U_{э\text{-}к}$ сохраняется постоянным.

В соответствии с этим в первый момент после приращения тока напряжение дуги определяется точкой O. Назовем прямую OO' переходной характеристикой. За время переходного процесса при ступенчатом увеличении тока рабочая точка пройдет (как показано стрелками) путь $O—O'—S$, причем путь OO' — мгновенно, путь $O'S$ — с экспоненциальным приближением к точке S. Такой характер переходного процесса наблюдается при импульсной сварке неплавящимся электродом в аргоне, если используются импульсы тока, близкие к прямоугольным [Л. 5—8]. На рис. 2 показана осциллограмма такого процесса.

Известно, что при ступенчатом изменении тока уравнение О. Майра для единичного столба дуги имеет вид [Л. 9]:

$$g = g_s + (g_0 - g_s)\, e^{-t/\theta}, \qquad (10)$$

где g_0 — проводимость дуги (единицы длины столба) при $t=0$; g_s — проводимость дуги при $t \to \infty$; $\theta = Q_0/P_0$ — постоянная времени дуги (отношения теплосодержания столба к потерям в столбе). Уравнение проводимости (10) при ограниченной величине отклонений адекватно уравнению сопротивления единицы длины столба дуги, умножив которое на длину дуги, получим уравнение сопротивления столба дуги:

$$R = R_s + (R_0 - R_s)\, e^{-t/\theta}. \qquad (11)$$

Подставив величину R_s из (9) в (11), а полученное сопротивление в (7), получим:

$$R_д(t) = R_{дs} + (R_0 - R_{дs})\, e^{-t/\theta} + \frac{U_{а\text{-}к}}{I_0 + \Delta I}\, e^{-t/\theta}. \qquad (12)$$

Используя (6), из (12), предварительно умножив его на $(I_0+\Delta I)$ и пренебрегая малыми 2-го порядка, получаем:

$$U_д \approx U_0 + \Delta I\,[R_{диф} - (R_0 - R_{диф})\, e^{-t/\theta}], \qquad (13)$$

откуда определяем переменную составляющую напряжения дуги:

$$u_д(t) = \Delta I\,[R_{диф} + (R_0 - R_{диф})\, e^{-t/\theta}]. \qquad (14)$$

Используя закон Ома в операторной форме, уравнение (14) можно записать в виде:

$$u_д(p) = i_д(p)\, z(p), \qquad (15)$$

где

$$u_д(p) \div u_д(t);$$
$$i_д(p) \div i_д(t);$$
$$z(p) \div R_д(t)$$

и, наконец, переходя от оригиналов к изображениям, получаем:

$$u_д(p) = \frac{\Delta I}{p}\,\frac{\dfrac{U_0 - U_{а\text{-}к}}{I_0}\,\theta p + R_{диф}}{\theta p + 1}, \qquad (15а)$$

т. е. передаточная функция дуги (операторное сопротивление) выразится формулой:

$$z(p) = \frac{R_0 \theta p + R_{диф}}{\theta p + 1}. \qquad (16)$$

где $R_0 = \dfrac{U_0 - U_{а\text{-}к}}{I_0}$ — сопротивление столба дуги в рабочей точке.

Справедливость уравнения (15а) подтверждается осциллограммами напряжения дуги при ступенчатом изменении тока (рис. 2). Из осциллограммы видно, что в соответствии с (14) «провал» напряжения при отключении тока (остается лишь малоамперная «дежурная» дуга) достигает величины анодно-катодного падения напряжения (см. рис. 2,*б*). Действительно, если $\Delta I = I_0$, то в момент $t=0$ согласно (14)

$$u(0) = U_0 - U_{а\text{-}к},$$

а минимальное напряжение

$$U_{д\,min} = U_0 - u(0) = U_{а\text{-}к}.$$

По операторному сопротивлению дуги $z(p)$ нетрудно синтезировать схему ее замещения. Положим для этого, что инерционность дуги, т. е. постоянная времени θ, будет имитироваться в схеме замещения некоторой индуктивностью L, определяемой выражением

$$\theta = \frac{L}{R_0}. \qquad (17)$$

Пусть также $R_0 \gg R_{диф}$, что обычно имеет место для сварочной дуги при небольших токах, тогда из

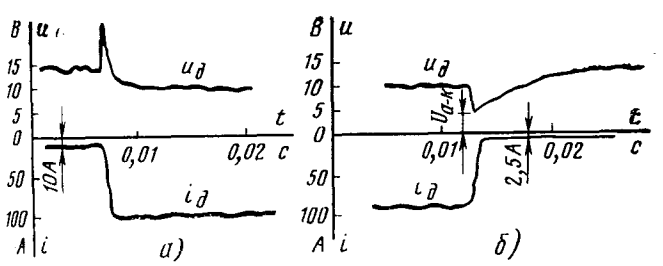


Рис. 2. Осциллограммы напряжения дуги при ступенчатом изменении тока.

а — при увеличении тока [Л. 5]; *б* — при уменьшении тока.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

(16) получим:

$$z(p)=\frac{(Lp+R_{диф})R_0}{Lp+R_0}\approx\frac{(Lp+R_{диф})R_0}{(Lp+R_{диф})+R_0}. \quad (18)$$

Последнее выражение представляет собой сопротивление двух параллельных цепей (см. рис. 3,*а*): активного сопротивления R_0 и активно-индуктивной цепи $Lp+R_{диф}$. Эта схема и является приближенной схемой замещения дуги для переменных составляющих параметров дуги постоянного тока.

Для абсолютных параметров дуги схема замещения должна содержать противо-э. д. с. $E_д$, определяемую в соответствии с [Л. 10] по рис. 1:

$$E_д=U_0+I_0R_{диф}. \quad (19)$$

Учитывая $E_д$, а также то, что дифференциальное сопротивление схемы при неизменном токе определяется параллельным соединением двух активных сопротивлений, схему замещения для абсолютных параметров дуги можно изобразить так, как она показана на рис. 3,*б*, а из расчета переходного процесса в этой цепи при ступенчатом изменении тока на ΔI получить

$$U_д=U_0+\Delta I\,[R_{диф}+(R_0-R_{диф})\,e^{-t/T}], \quad (20)$$

где

$$\left.\begin{aligned} R_0&=R_{ст}-\frac{U_{а\text{-}к}}{I_0};\\ R_{диф}&=\frac{R_0R_1}{R_0+R_1};\\ T&=\frac{L}{R_0}\left(1-\frac{R_{диф}}{R_0}\right)=\theta. \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Сравнивая уравнения переходного процесса в дуге (14) и в схеме замещения (20), следует отметить их полное совпадение, если R_0, R_1 и T выбраны по параметрам реальной дуги $R_{ст}$, $R_{диф}$ и θ в соответствии с равенствами. Равенства (21) являются условиями эквивалентности дуги и схемы ее замещения, при этом схема (рис. 3,*б*) эквивалентна как при положительном, так и при отрицательном дифференциальном сопротивлении (падающая вольт-амперная статическая характеристика дуги), причем в последнем случае сопротивление также отрицательно. Хотя имитация отрицательного сопротивления и вызывает известные технические затруднения, она вполне осуществима, и это не умаляет значение схемы замещения, так как она нужна, в первую очередь, не для моделирования, а для аналитических исследований цепей с электрической дугой.

Рис. 3. Схемы замещения дуги.

а — для переменных составляющих (отклонений) — $u_д$, $i_д$; *б* — для абсолютных параметров дуги — $U_д$, $I_д$; *в* — уточненная двухзвенная схема замещения для абсолютных параметров дуги.

Для более полного доказательства эквивалентности предлагаемой схемы замещения или правомерности использования передаточной функции (16) необходимы прямые эксперименты сравнения переходных процессов в дуге и схеме замещения не только при ступенчатом возмущении тока, а при любой форме возмущений. Поскольку возмущение любого закона может быть разложено на гармонические составляющие, а передаточная функция (16) (схема замещения) линейна, то для доказательства эквивалентности схемы замещения достаточно рассмотреть поведение дуги и схемы замещения в широком диапазоне частот гармонических возмущений, т. е. достаточно сравнить их амплитудно-фазовые частотные характеристики.

Экспериментальное исследование частотных характеристик дуги проводили на установке, содержащей источник питания «дежурного» тока постоянного значения (2,5 А) и транзисторный источник питания основного тока дуги, подключенные параллельно к одному дуговому промежутку. Дуговой промежуток создавался сварочной горелкой с вольфрамовым электродом (с подачей аргона), закрепленной на штативе над водоохлаждаемым анодом. Ток транзисторного источника задавался сигналом управления в виде постоянной составляющей и синусоидальной переменной, получаемой от генератора звуковой частоты. Вольт-амперные характеристики дуги записывали с помощью электронного осциллографа С1-19Б, в котором канал «*X*» использовался для подачи напряжения дуги через штатный блок БПУ-1, а сигнал тока подавался с шунта, включенного последовательно с дугой, по каналу «*Y*», представляющему собой усилительный блок БПУ-1, установленный вместо блока развертки. При этом в отличие от работ [Л. 11 и 12] на электрическую дугу накладывались колебания тока, а не напряжения.

Динамические вольт-амперные характеристики записывались по следующей методике:

1. При отключенных каналах осциллографа «*X*» и «*Y*» фиксировали «нулевую точку» (начало координат) на экране осциллографа. Координатную сетку с «нулевой точкой» фотографировали.

2. При отключенном звуковом генераторе зажигали «дежурную» дугу. Устанавливали ток покоя 42,5 А («дежурный» ток — 2,5 А; от транзисторного источника по амперметру — 40 А). Перемещением горелки на штативе устанавливали напряжение дуги 10 В.

3. Плавно и медленно изменяли ток дуги от 2,5 до 82,5 А. При этом на экране осциллографа луч записывал статическую вольт-амперную характеристику; ее фотографировали.

4. Устанавливали вновь режим дуги 42,5 А; 10 В и включали звуковой генератор. Регулированием амплитуды выходного напряжения генератора устанавливали размах колебаний тока дуги 25 А. Вольт-амперную характеристику (эллипс) фотографировали при фиксированных частотах от 5 до 10 000 Гц.

При частоте 5 Гц вместо звукового генератора использовали сельсин-трансформатор, вращаемый с малой скоростью.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

5. Снимки с экрана осциллографа печатались при одном увеличении и с отпечатков снимались копии на прозрачной бумаге. Совмещением копий трех снимков — координаторной сетки с нулевой точкой, статической вольт-амперной характеристики дуги, динамической вольт-амперной характеристики дуги (эллипса) — получали осциллограмму динамической характеристики дуги для каждой из фиксированных частот со статической характеристикой, осями координат и масштабами тока и напряжения.

По эллипсам осциллограмм измерялось сопротивление дуги и угол сдвига фаз колебания тока и напряжения дуги:

$$z = \frac{\Delta U_{max}}{\Delta I_{max}} \frac{m_U}{m_I}; \qquad (22)$$

$$\varphi = \text{Arcsin} \frac{\Delta U_1}{\Delta U_{max}}, \qquad (23)$$

где ΔI_{max}, ΔU_{max} — амплитуда колебаний тока и напряжения, мм; ΔU_1 — напряжение в момент перехода переменной составляющей тока нулевого значения (см. рис. 4, мм); m_U — масштаб напряжения, В/мм; m_I — масштаб тока, А/мм.

Постоянная времени дуги определялась по методике, принятой в [Л. 12], а также для контроля по формуле:

$$\theta = \frac{1}{2\pi f} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{U_0}{U_2}\right)^2 - 1}}, \qquad (24)$$

где U_2 — напряжение (см. рис. 4).

Результаты измерений сведены в таблицу и иллюстрируются экспериментальными точками частотных характеристик на рис. 5.

Номер опыта	Частота, Гц	z	φ, град	Постоянная времени дуги, м·с	
				по методике [Л. 12]	по формуле (24)
1	0	0,02	—	—	
2	5	0,04	54	5,4	
3(7)	20	0,085(0,1)	25(17)	3,3(3,1)	4
4(8)	50	0,116(0,13)	20(25)	1,0(2,5)	2,7
(9)	200	(0,15)	(14)	(0,88)	
5(10)	400	0,175(0,183)	13(22)	0,53(0,92)	0,3
(11)	1000	(0,2)	(12)	(1,45)	
6(12)	2000	0,207(0,19)	14,5(0)	0,66(—)	0,08
(13)	6000	(0,205)	(0)	(—)	
(14)	10 000	(0,205)	(0)	(—)	

Для сравнения частотных характеристик определены параметры схемы замещения в соответствии с исследованным режимом дуги (R_0=0,2); $R_{диф}$=0,02; θ=11,5·10⁻⁴ с). При определении среднего значения постоянной времени дуги были отброшены результаты для частот менее 50 Гц и более 2000 Гц. Это соответствует условию, что точность выбранного метода наибольшая при угловой скорости, близкой к значению обратной постоянной времени дуги [Л. 12]. Известными методами расчета линейных цепей схемы замещения получим:

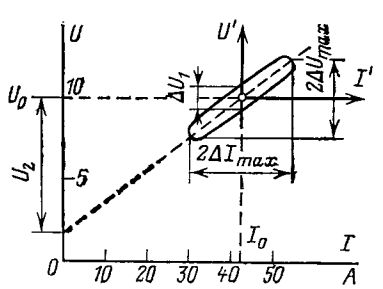


Рис. 4. Динамическая вольт-амперная характеристика дуги (f = =2000 Гц) и измерение ее параметров.

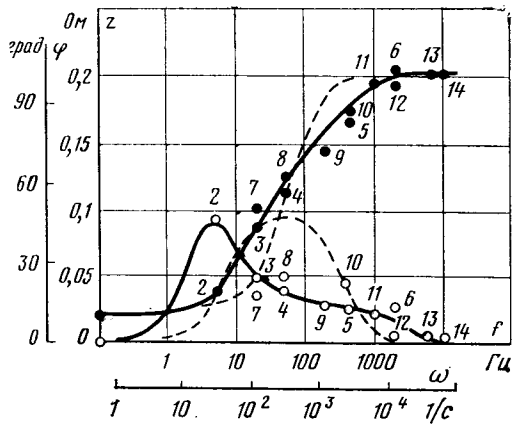


Рис. 5. Частотные характеристики дуги и схемы ее замещения. ●— $z(\omega)$; ○ — $\varphi(\omega)$.

$$z = \sqrt{\frac{R^2_{диф} - [(R_0 - R_{диф})\,\omega\theta]^2}{1 + \left[\left(1 - \frac{R_{диф}}{R_0}\right)\omega\theta\right]^2}}; \qquad (25)$$

$$\varphi = \text{Arcsin} \frac{\omega\theta}{\left(\frac{R_0}{R_{диф}} - \frac{R_{диф}}{R_0}\right)^2 + \omega^2\theta^2}. \qquad (26)$$

Вычисленные по (25) и (26) амплитудная и фазовая частотные характеристики нанесены на рис. 5 пунктиром.

Расхождение опытных и рассчитанных по схеме рис. 3,*б* характеристик значительно, поскольку θ и R_0 постоянны только при бесконечно малых амплитудах возмущений. Особенно сильно изменяется θ дуги. В наших экспериментах даже при медленном изменении тока со скоростью 5—10 А/с (запись статической характеристики) наблюдается гистерезис, свидетельствующий о постоянной времени, соизмеримой с единицами секунд. В [Л. 1, 13 и 14] при измерении постоянной времени длинной дуги результаты имеют разброс в пределах одного порядка, а величина всегда уменьшается с увеличением частоты возмущений.

Бо́льшее сближение расчетных и опытных характеристик могло быть либо при уменьшении амплитуды возмущений при экспериментах, либо при введении в схему замещения функции $\theta(t)$. Последнее затрудняет моделирование дуги. Более целесообразно с целью расширения границ применения схемы замещения (по величине амплитуды возмущений) использовать двухзвенную схему замещения, показанную на рис. 3,*в*, передаточная

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

функция которой имеет вид:

$$z(p)=\frac{1}{2}\frac{R_0\theta_1 p+R_{диф}}{\theta_1 p+1}+\frac{1}{2}\frac{R_0\theta_2 p+R_{диф}}{\theta_2 p+1}, \qquad (27)$$

где θ_1 и θ_2 — постоянные времени дуги, определяемые на границах частотного диапазона, в котором функция $z(p)$ изменяется от $R_{диф}$ до R_0. Согласно экспериментальным данным рис. 5 такими граничными частотами следует считать $f_1=5$ Гц и $f_2=2000$ Гц и выбрать соответствующие постоянные времени $\theta_1=5{,}4\cdot10^{-3}$ с; $\theta_2=6{,}6\cdot10^{-3}$ с.

Расчет частотных характеристик уточненной двухзвенной схемы замещения показывает, что в этом случае характеристики имеют хорошее совпадение с экспериментальными точками (сплошные линии).

Параметры уточненной двухзвенной схемы замещения R_0 и R_1 определяются так же, как для приближенной схемы. Индуктивности L_1 и L_2 вычисляются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} L_1&=\theta_1\frac{R_0+R_1}{2};\\ L_2&=\theta_2\frac{R_0+R_1}{2}. \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Новиков О. Я.** Исследование устойчивости режимов электродуговых установок. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук. Л., 1973.

2. **Mayr O.** Beitrage Theorie des statischen und dynamischen Lichtbogens. — «Archiv für Elektrotechnik», 1943, Bd 37.

3. **Noske H.** Zum stabilitätsproblem beim Abschalten kleiner induktiver ströme mit Hochspannungsschaltern. — «Archive für Elektrotechnik», 1957, Bd 43.

4. **Заруди М. Е., Каменская В. П., Расовская С. Э.** Оценка устойчивости дуги «в малом» при ее питании от управляемого источника выпрямленного напряжения. — В кн.: Сб. трудов. Устойчивость горения электрической дуги. Новосибирск, Институт теплофизики СО АН СССР, 1973.

5. **Каспржак Г. М., Трофимов Н. М.** К вопросу о крутизне фронтов импульсов тока транзисторного источника. — «Сварочное производство», 1969, № 9.

6. **Трофимов Н. М., Синицкий Р. В.** Динамические характеристики импульсной дуги при сварке в аргоне. — «Сварочное производство», 1967, № 8.

8. **Лесков Г. И.** Электрическая сварочная дуга. М., «Машиностроение». 1970.

7. **Эсибян Э. М.** Плазменно-дуговая аппаратура. Киев, «Техника», 1971.

9. **Залесский А. Н.** Электрическая дуга отключения. Л., Госэнергоиздат, 1963.

10. **Каспржак Г. М.** Режимы работы и статические характеристики сварочных выпрямителей. — В кн.: Сварочные выпрямители. Вильнюс, 1965.

11. **Федченко И. К., Ильенко О. С.** Основы метода наложения переменной составляющей на постоянный ток дуги при исследовании ее теплосодержания. — «Вестник Киевского политехнического института, 1966, № 3. (Серия электроэнергетика).

12. **Локальные** частотные характеристики электрической дуги. — В кн.: Сб. трудов. Устойчивость горения электрической дуги. Новосибирск, Институт теплофизики СО АН СССР, 1973. Авт.: Ю. П. Камаев, В. Н. Папенко, М. И. Уманский и др.

13. **Егоров В. М.** Исследование устойчивости электрических цепей с дугой «в большом». Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Куйбышев, 1972.

14. **Перегудов В. С., Урюков В. А.** Динамическая вольтамперная характеристика плазмотрона постоянного тока (теория и эксперимент). — В кн.: Сб. трудов. Устойчивость горения электрической дуги. Новосибирск, Институт теплофизики СО АН СССР, 1973.

[2.8.1976]

УДК 621.316.542.066.6:537.525.5

Поведение дуги в вакууме на контактах из гетерогенных материалов

БЕЛКИН Г. С., ДАНИЛОВ М. Е., ЛУКАЦКАЯ И. А., ПЕРОВ В. В.

Всесоюзный электротехнический институт

Гетерогенные контактные материалы (контактные материалы, изготовленные методом порошковой металлургии, многофазные сплавы и пр.) широко применяются в электрических аппаратах различного назначения, в том числе и в вакуумных выключателях [Л. 1]. Характеристики вакуумной дуги сильнее зависят от материала контактов, чем характеристики дуг других типов [Л. 2]. Поэтому при подборе материала контактов большое значение имеют результаты исследования поведения вакуумной дуги на различных материалах.

При использовании гетерогенных материалов на контактах имеют место неоднородности двух типов: в направлении вдоль поверхности и в направлении, нормальном к поверхности контактов. При этом структурные неоднородности у поверхности контактов определяются не только технологией изготовления материала, но и режимом эксплуатации вакуумной камеры. При горении дуги происходит перенос металла с одного контакта на другой, образуются тонкие металлические пленки на включениях с отличными физическими свойствами. Кроме того, имеет место перенос металла за счет холодного сваривания контактов в вакууме.

Целью статьи является выявление особенностей поведения дуги в вакууме при наличии неоднородностей различного типа, имеющих место при использовании контактов из гетерогенных материалов или разнородных контактов. Выделить влияние только одного типа неоднородностей затруднительно. При горении дуги и даже при подготовке контактов на поверхности образуются пленки, искажающие первоначальную структуру. С другой стороны, при наличии пленки на специально подготов-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ленной подложке нельзя исключить неоднородности первого типа из-за прожигания пленки дугой, появления пятен за границами напыленной области. Поэтому исследования проводились в условиях, близких к тем, что имеют место в вакуумной дугогасительной камере, т. е. при наличии неоднородностей обоих типов.

Экспериментальное исследование влияния структурных неоднородностей на параметры вакуумной дуги. Проводилось сравнение параметров дуги в вакуумных камерах на контактах из материалов, изготовленных методом порошковой металлургии, из однокомпонентных материалов, на разнородных контактах (подвижный и неподвижный контакты изготовлены из разных материалов) и при использовании различных моделей неоднородностей.

Определялись следующие характеристики: напряжение горения дуги в вакууме, эквивалентные приэлектродные падения напряжения, ток среза, электроизнос, отключающая способность контактов. Использовались контакты из вольфрама, молибдена, меди, железа, а также из материалов на основе вольфрама, молибдена, железа.

Были обнаружены следующие особенности поведения вакуумной дуги при наличии неоднородностей. Экспериментальные данные по напряжению на дуге $U_д$ и эквивалентным приэлектродным падениям напряжения приведены в табл. 1. Эквивалентные приэлектродные падения напряжения численно равны энергии, выделенной на электродах, при протекании через промежуток заряда в 1 Кл. Они определялись калориметрическим методом, измерения производились при токе с амплитудой 2,5 кА.

Как видно из табл. 1, напряжение горения вакуумной дуги и эквивалентное прикатодное напряжение $U'_к$ для двухкомпонентных материалов меньше, чем для каждого однокомпонентного, т. е. дуга при наличии неоднородностей может гореть с меньшими затратами энергии.

Одной из важных характеристик стабильности дуги на контактах является ток среза. Далее приведены данные по среднему току среза для материалов при диаметре контактов 28 мм (эксперименты проводились в цепи с активной нагрузкой при восстанавливающемся напряжении 220 В):

Материал контактов	Ток, А	Средний ток среза, А
Молибден	15,0	10,6
Вольфрам	15,5	10,0
Медь	15,5	9,4
Железо	15,5	4,4
	21,5	6,7
Молибден—медь	21,5	6,2
Вольфрам—медь	15,5	5,0
Железо—медь	21,5	3,5

Из приведенных данных видно, что двухкомпонентные материалы, содержащие только металлы с достаточно большими токами среза, имеют средний ток среза значительно меньший (в 2—3 раза), чем однородные металлы, входящие в указанные материалы. Это является еще одним проявлением качественного различия условий горения дуги на однородных материалах, содержащих неоднородности.

Таблица 1

Материал	Напряжение, В		
	$U_д$	$U'_а$	$U'_к$
Вольфрам	28	11,2	6,5
Медь	19	12,4	6,1
Железо	19	8,0	6,8
Железо — медь	16	8,8	5,1
Вольфрам — медь	15	8,8	5,0
Вольфрам—медь—сурьма	15	6,6	3,6

Таблица 2

Номер опыта	Ток среза, А	
	средний	максимальный
1	6,2	16,4
2	6,8	9,4
3	9,4	18,8
4	5,15	10,3
5	4,4	9,9

Для выяснения влияния размера неоднородностей на устойчивость дуги в вакууме были проведены измерения тока среза на контактах с различной конфигурацией включений (рис. 1) и на разнородных контактах. Данные по току среза при контактах с различным размером включений приведены в табл. 2. В опыте 1 были использованы контакты из материала молибден — медь. Молибден находился в виде порошка со средним размером частиц 50 мкм. В опыте 2 были использованы контакты, армированные молибденовой проволокой диаметром 0,2 мм, расположенной в аксиальном направлении. В опытах 3 и 4 были использованы молибденовые контакты с медными включениями, изображенные на рис. 1 под № 1 и 2 соответственно. В опыте 5 использовались разнородные контакты — один из молибдена, а другой из меди; полярность контактов менялась от размыкания к размыканию. Диаметр контактов в этих опытах 28 мм. Коммутировался ток 15 А в цепи с активной нагрузкой при возвращающемся напряжении 220 В. Фаза размыкания контактов и полярность отключаемого тока не фиксировались.

Сравнение опытов при различной структуре контактов показало, что дуга горит более устойчиво, если границы раздела компонентов достаточно плотно расположены по поверхности контактов и находятся недалеко от места возникновения дуги. При такой структуре катодные пятна часто попадают на границы раздела компонентов, что влияет на значение тока среза. Следы пятен на границах раздела намного больше по глубине и диаметру, чем на самих включениях. Таким образом, при размере включений несколько мм средний ток среза не превосходит значений, полученных для контактов с мелкодисперсной структурой (опыт 1).

Еще меньшее значение тока среза было получено для разнородных контактов при произвольной полярности. Значения среднего тока среза для такой пары контактов оказались намного меньше, чем для каждого материала в этой паре контактов.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

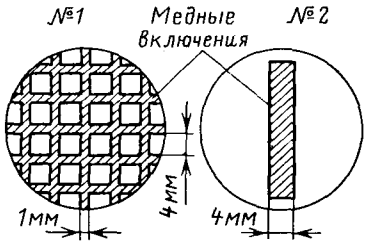


Рис. 1. Расположение медных включений в молибденовых контактах (диаметр контактов 28 мм).

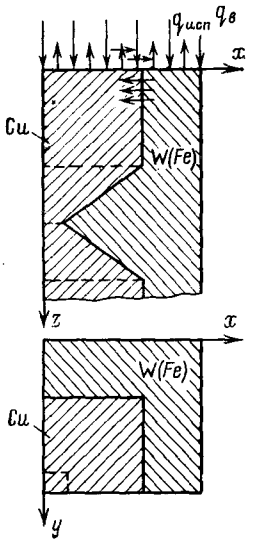


Рис. 2. Расчетная модель контактов, изготовленных методом порошковой металлургии.

Для выяснения механизма такого уменьшения были проведены также опыты с разнородными контактами — из молибдена и меди — при фиксированной полярности отключаемого тока. При этом особое внимание было уделено предварительной обработке электрода, который в момент испытаний является катодом. Испытания проводились в двух режимах:

испытания непосредственно после сборки вакуумной дугогасительной камеры;

испытания после нескольких сотен отключений тока 15 А обратной полярности.

Результаты таких исследований представлены в табл. 3.

Как видно из табл. 3, только в первом опыте ток среза соответствует значениям, полученным для пары медных контактов. Во всех остальных опытах ток среза намного меньше, так как имеются условия для переноса металла. При образовании на контактах после серии отключений металлической пленки (меди на молибдене или молибдена на меди) ток среза уменьшается в более, чем в 2 раза по сравнению с контактами без пленки. Перенос металла происходит и в результате холодного приваривания контактов в вакууме. В третьем опыте (табл. 3) предварительных отключений тока не производилось, но ток среза такой же, как и после серии размыканий. Это связано с переносом меди на молибден: при размыкании контактов сварной шов разрушается по менее прочной меди, и на молибденовом контакте остаются участки, покрытые медью. Подобного переноса молибдена на медный

Таблица 3

Материал катода	Предшествующий режим катода	Ток среза, А	
		средний	максимальный
Медь	Предварительно отключений не производилось	9,4	15,7
Молибден	Анод	4,3	12,1
Молибден	Предварительно отключений не производилось	4,8	10,5
Медь	Анод	3,8	8,13

контакт не происходит, что видно из первого опыта в табл. 3.

Характер следов горения дуги в вакууме на контактах из материалов, изготовленных методом порошковой металлургии, имеет свои особенности. На поверхности таких контактов после горения дуги остается множество отдельных микролунок, занимающих большую площадь. Причем имеется много лунок, размеры которых намного превосходят микролунки, образующиеся на однородных материалах. Как показали измерения, глубина одной из микролунок на катоде из материала железо — медь составляла 0,09 мм, диаметр 0,23 мм.

Объем металла, выброшенного из такой лунки, составил $6 \cdot 10^{-6}$ см^3, а его масса около $5 \cdot 10^{-6}$ г. Из анализа следов на катоде можно сделать вывод, что при наличии неоднородностей происходит стабилизация катодных пятен в некоторых точках поверхности, приводящая к образованию отдельных микролунок. На однородных катодах подобная стабилизация не наблюдается. Электроизнос композиционных материалов в вакууме значительно меньше, чем однокомпонентных материалов. Это относится к износу в условиях разбрызгивания жидкого металла, и к износу только в результате испарения с катода.

Удельный износ в результате испарения, если дуга горит на металле железо — медь составляет примерно $(1—2)10^{-5}$ г, тогда как удельный износ медного катода в вакууме в результате испарения составляет $4 \cdot 10^{-4}$ г. Таким образом, вакуумная дуга на контакте из материала железо — медь существует при меньшем расходе материала, чем дуга на меди.

Результаты испытания контактов диаметром 28 мм из различных материалов на отключающую способность при напряжении 10 кВ в вакуумных дугогасительных камерах приведены далее:

Материал контактов	Предельный ток отключения, А
Вольфрам	4
Медь	5,5
Вольфрам — медь	4
Железо—медь—сурьма	8

Из этих данных видно, что отключающая способность композиционных материалов не меньше, а в некоторых случаях и значительно больше наименьшей отключающей способности однородных материалов.

Обсуждение экспериментальных результатов. Все описанные ранее факты можно объяснить одной причиной — влиянием микронеоднородностей на стабильность катодных пятен, созданием особых условий существования катодных пятен при наличии неоднородностей, причем влияние проявляется через особенности тепловых процессов на таких материалах.

Следует рассмотреть два вида неоднородностей на контактах: наличие границ раздела между различными включениями и фазами, а также присутствие металлических пленок в результате испарения и переноса при холодном приваривании контактов.

На рис. 2 показано, какие процессы имеют место при существовании катодного пятна на гра-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

нице двух металлов: нагрев металла, переток тепла от включения с большей температурой, испарение металла, диффузия пара из области повышенного давления. Были проведены расчеты распределения температуры при наличии разнородных включений с помощью ЦВМ [Л. 3], из которых следует, что температура поверхности различных включений при нагреве растет с различными скоростями, причем в центре включения с меньшим коэффициентом аккумуляции тепла $\varepsilon=\sqrt{\lambda c\gamma}$ (λ — коэффициент теплопроводности; c — удельная теплоемкость; γ — плотность) температура максимальна, а в центре включения с большим ε — минимальна. В результате у поверхности появляется поток тепла от включения с большой температурой в сторону включения с меньшей температурой. Кроме того, если металл с высокой теплопроводностью окружен металлом с меньшей теплопроводностью, то нагрев первого происходит быстрее, чем однородного металла с высокой теплопроводностью.

При нагреве включений поверхностным источником тепла до высоких температур начинается процесс испарения металла, что приводит к стабилизации температуры поверхности. Такая стабилизация может вызвать увеличение разности температур включений или ее уменьшения, это зависит от свойств металла включений.

Как показали расчеты, температура поверхности медного включения в материалах вольфрам — медь и железо — медь при потоке тепла $q_в$ соответствует температуре поверхности однородной меди при потоке $(1{,}2—2{,}0)q_в$. Соответственно напряжение горения дуги и эквивалентное прикатодное падение напряжения указанных материалов меньше, чем у однородных (табл. 1). Кроме того, нагрев вольфрамового включения облегчен тем, что пары меди распространяются в сторону вольфрама, а это приводит к значительному увеличению ионного тока по сравнению с однородным вольфрамом.

Этим объясняется то, что катодные пятна на пленках и на границах могут существовать при меньших затратах энергии. Устойчивость катодного пятна определяется его поведением в переходных режимах при наличии возмущающих факторов.

Если на поверхности катода образуются пленки металла, увеличивается устойчивость катодных пятен и длительность горения вакуумной дуги [Л. 2 и 4]. Нагрев контакта при наличии пленок и процесс парообразования при наличии пленок могут быть облегчены. Рассмотрим некоторые частные случаи: пленка меди на изоляционной подложке, пленка меди на молибдене и пленка молибдена на меди (рис. 3).

С помощью ЦВМ решалась задача нагрева массивного катода и тонкой пленки на изоляционной подложке (рис. 3); при этом учитывалось испарение металла, движение фронта испарения вглубь пленки и зависимость теплофизических параметров металла от температуры. Источник тепла сосредоточен и равномерно распределен на площадке радиусом R_0. Толщина пленки была выбрана 1,2; 1,8 и 6 мкм.

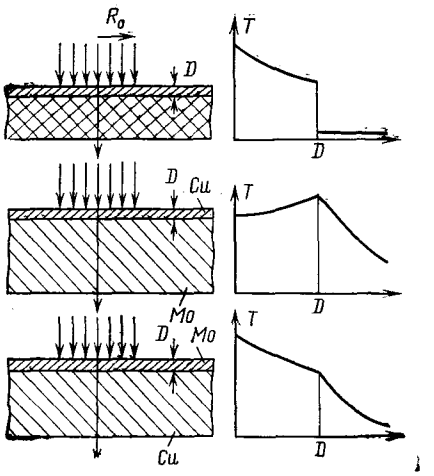


Рис. 3. Схема расчета тепловых процессов при пленочном катоде.

Для осесимметричной задачи уравнение теплопроводности в цилиндрических координатах имеет вид:

$$\frac{\partial T}{\partial t}=a\left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial T}{\partial r}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right), \qquad (1)$$

где T — температура точки с координатами r и z; a — коэффициент температуропроводности.

Уравнение (1) решалось при следующих граничных условиях:

уравнение баланса потоков на поверхности металла при $0\leqslant r\leqslant R_0$

$$q_в=-\lambda\left.\frac{\partial T}{\partial z}\right|_{z=\eta}+q_{исп}(T|_{z=\eta}); \qquad (2)$$

при $r>R_0$

$$0=-\lambda\left.\frac{\partial T}{\partial z}\right|_{z=\eta}+q_{исп}(T|_{z=\eta}); \qquad (3)$$

при $0<r<\infty$

$$0=\left.\frac{\partial T}{\partial z}\right|_{z=D}; \qquad (4)$$

уравнение движения фронта испарения

$$\gamma\frac{d\eta}{dt}=\mu(T|_{z=\eta}). \qquad (5)$$

Здесь λ и γ — коэффициент теплопроводности и плотность металла; $q_{исп}$ — поток энергии на испарение; η — координата фронта испарения; μ — скорость испарения; D — толщина пленки.

Решение уравнений (1)—(5) с помощью ЦВМ дало возможность определить распределение температуры в пленке и в массивном катоде к различным моментам времени для различных источников тепла.

В табл. 4 приведены данные расчета на ЦВМ температуры поверхности массивного медного катода и пленочного катода из меди на изоляционной подложке.

Как видно из табл. 4, условия существования пятна на пленочном катоде облегчены: за меньшее по сравнению с массивным катодом время поверхность металла нагревается до высоких температур, при которых обеспечивается интенсивное испарение меди.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 4

Поток тепла, $\frac{Вт}{см^2}$	Вид катода	Радиус источника тепла, см	Время нагрева, мкс	Температура поверхности, К	Отношение $\frac{q_{исп}}{q_в}$
$1{,}25 \cdot 10^7$	Пленка толщиной 6 мкм	10^{-3}	1,42	3770	0,4
		10^{-2}	1,26	4020	0,7
$4{,}2 \cdot 10^7$	Пленка толщиной 1,8 мкм	10^{-3}	0,067	4170	0,3
			0,10	4350	0,5
		10^{-2}	0,067	4200	0,35
$1{,}25 \cdot 10^7$	Массивный катод	∞	1,26	3350	0,10
			1,42	3450	0,15
$4{,}2 \cdot 10^7$	Массивный катод	∞	0,10	3500	0,05

Если пленка меди наносится на поверхность металла, теплопроводность которого соизмерима с теплопроводностью меди, то разница температур поверхности пленочного и массивного катодов будет меньше, чем указанная в табл. 4. Однако, как показывают эксперименты (табл. 2, 3), при наличии, например, пленки меди на молибдене и молибдена на меди ток среза достаточно мал и не превосходит значений, полученных для материалов со скелетом из порошка молибдена.

Это можно объяснить следующим образом. Вследствие разных коэффициентов аккумуляции тепла температура молибдена растет быстрее, чем меди (рис. 3). При этом температура на границе двух металлов может вырасти до таких значений, при которых возможно объемное вскипание меди. В месте вскипания пленка нарушается и появляется граница двух металлов с различными теплофизическими свойствами, процессы на которой были рассмотрены выше. Таким образом, процессы при наличии металлических пленок и процессы на границах раздела фаз протекают параллельно и разделить их влияние на характеристики дуги затруднительно.

Меньшие эквивалентные приэлектродные падения напряжения и большая рассредоточенность катодных пятен по неоднородностям являются причиной повышенной эрозионной стойкости композиционных материалов. Кроме того, образование глубокой ванны расплавленного металла и разбрызгивание при наличии неоднородностей затруднены.

Отключающая способность определяется нагревом поверхности анода во время и после перехода тока через нуль. Если поверхность анода из металла вольфрам — медь может нагреваться до высоких температур за счет перегретого вольфрамового включения, то поверхность материала на основе железа перестает быстро нагреваться при нагреве железа до интенсивного испарения и стабилизации его температуры. В свою очередь, спад температуры у материалов на основе железа происходит быстрее, чем у материалов на основе вольфрама. Таким образом, условия появления катодного пятна на аноде из материалов на основе вольфрама после перехода тока через нуль благоприятнее, чем на материалах на основе железа.

При сравнении отключающей способности материала железо — медь — сурьма и меди следует иметь в виду, что приэлектродные напряжения у первого меньше, а большая рассредоточенность катодных пятен по неоднородностям приводит к малым потокам тепла на анод во время горения дуги.

Итак, при использовании гетерогенных контактных материалов дуга существует при наличии неоднородностей различного типа, что обусловливает в вакууме новые качества, не присущие однородным контактам из каждого компонента в отдельности. Исследования показали, что характеристики вакуумной дуги на контактах из гетерогенных материалов не могут быть получены как средневзвешенные величины. Появляются новые качества, связанные с обменными перетоками тепла и процессами на границе пленки и подложки. Влияние тонких пленок на характеристики вакуумной дуги определяется различием коэффициентов аккумуляции тепла и температур кипения материалов пленки и подложки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Разработка** новых контактных материалов для вакуумных выключателей. «Электротехническая промышленность, сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы», 1975, вып. 5 (49). Авт.: Г. С. Белкин, С. Н. Воскресенский, В. Я. Киселев и др.

2. **Кесаев И. Г.** Катодные процессы электрической дуги. М., «Наука», 1968.

3. **Белкин Г. С., Данилов М. Е.** Исследование особенностей электрической эрозии металлокерамических материалов. — «Электричество», 1972, № 8.

4. **Juttner B., Freund E.** Über die Lebensdauer von elektrischen Gleistrobögen in Ultrahochvacuum. — «Beitrage aus der Plasma Physik», 1975, Bd 15, H. 12.

[15.7.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 62-83:62-523

Применение метода аналитического конструирования регуляторов для синтеза оптимальной системы релейного управления электроприводом

ЗЕЛЕНОВ А. Б., ЖИЛЯКОВ В. И., САДОВОЙ А. В.

Коммунарск

При разработке систем управления электроприводами определенного класса механизмов возможно успешное применение аналитического конструирования регуляторов [Л. 1], с помощью которого синтезируется структурная схема управления, обеспечивающая движение электропривода с выполнением заданного критерия качества.

Наиболее перспективным для решения задач синтеза систем оптимального управления является метод динамического программирования Р. Беллмана. В [Л. 2] показано, что применение этого метода с использованием в качестве критерия оптимальности минимума интегральной квадратичной ошибки (а именно такой критерий оптимальности более всего подходит при синтезе электроприводов большого числа механизмов, когда необходимо сформировать прямоугольную диаграмму тока и трапецеидальную диаграмму скорости вращения) позволяет получить алгоритмы оптимальных управлений регуляторов, не только минимизирующие принятый функционал качества, но и обеспечивающие устойчивость движения фазовых координат объекта управления.

Если силовая часть объекта управления (двигатель постоянного тока и преобразователь, обеспечивающий питание цепи якоря) описываются линейными дифференциальными уравнениями и в качестве критерия оптимальности принимается минимум интегральной квадратичной ошибки, то с помощью указанной методики можно получить алгоритмы оптимальных управлений регуляторов в функции фазовых координат электропривода (скорость, ток и др.), что обеспечивает легкую реализацию такой системы управления.

Применение в качестве регуляторов фазовых координат релейных элементов, работающих в скользящих режимах, позволяет без потери устойчивости получить очень большие коэффициенты усиления и тем самым обеспечить не только оптимизацию управления, но и инвариантность системы к параметрическим возмущениям.

В статье рассмотрена методика синтеза релейной системы оптимального управления электроприводом постоянного тока с неизменным потоком возбуждения двигателя и регулируемым источником питания в цепи якоря.

Рассмотрим синтез релейной системы управления позиционным вентильным электроприводом, силовая часть которого показана на рис. 1. Здесь двигатель представлен двумя последовательно включенными звеньями — апериодическим и интегрирующим, которые охвачены жесткой отрицательной обратной связью по э. д. с. Структурная схема вентильного преобразователя с фазовым управлением состоит из двух последовательно включенных апериодических звеньев (фильтр на входе СИФУ с постоянной времени $T_ф$, а также собственно преобразователь со средним статистическим запаздыванием τ и коэффициентом усиления $k_п$. Интегрирующее звено на валу двигателя (редуктор) приближенно представлено апериодическим звеном с большой постоянной времени $T_к$. В этом случае

$$W(p)=\frac{k_к T_к}{T_к p+1}\approx\frac{k_к}{p},\quad \text{так как}\quad \lim_{T_к\to\infty}\frac{k_к T_к}{T_к p+1}=\frac{k_к}{p}.$$

Подобное представление передаточной функции не обеспечивает полной корректности математического описания, но, как показали экспериментальные исследования, не ухудшает действия системы автоуправления, синтезированной с учетом этого соотношения.

Аналогичная структурная схема может быть и у позиционного электропривода по системе Г—Д, в котором генератор и возбудитель — апериодические звенья. Возмущенное движение силовой части электропривода в общем случае описывается следующей системой уравнений:

$$\dot{\eta}_i=\sum_{k=1}^{n} b_{ik}\eta_k+mU,\quad i=1,\ldots,n, \tag{1}$$

где $\eta_i=y_i-y^*_i$, $i=1,\ldots,n$ — фазовые координаты возмущенного движения (ошибки) электропривода; y_i, y^*_i — соответственно текущее и заданное значение фазовой координаты электропривода, отн. ед.; m, b_{ik} — коэффициенты, зависящие от параметров силовой части электропривода; n — порядок системы дифференциальных уравнений, описывающих силовую часть электропривода; u — управляющее воздействие, отн. ед.

Силовая часть позиционного электропривода со структурной схемой рис. 1 может быть представлена следующей системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned} p\alpha&=-\frac{1}{T_к}\alpha+k_к\omega;\qquad p\omega=\frac{R}{c\Phi T_м}\,i_д;\\ pi_д&=-\frac{c\Phi}{RT_я}\,\omega-\frac{1}{T_я}\,i_д+\frac{1}{RT_я}\,E_п;\\ pE_п&=-\frac{1}{\tau}\,E_п+\frac{k_п}{\tau}\,U_ф;\\ pU_ф&=-\frac{1}{T_ф}\,U_ф+\frac{1}{T_ф}\,U_у. \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

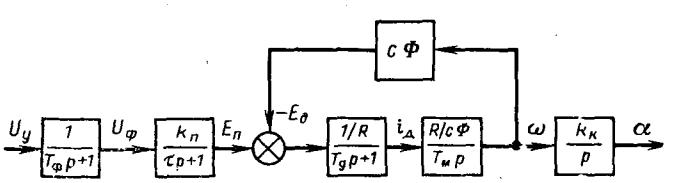


Рис. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

При математическом описании и моделировании на АВМ объекта управления не учтена дискретность вентильного преобразователя. Как показали экспериментальные исследования на лабораторной установке с преобразователем типа ПТТР-460-100, представление вентильного преобразователя как апериодического звена 1-го порядка позволяет значительно упростить процедуру синтеза практически без ухудшения качества действия системы автоматического управления.

Приняв в качестве базовых величин максимальные значения фазовых координат и перейдя в фазовое пространство возмущенного движения, получим уравнения силовой части электропривода в форме (1), а именно:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{\eta}_1 &= b_{11}\eta_1 + b_{12}\eta_2;\\
\dot{\eta}_2 &= b_{23}\eta_3;\\
\dot{\eta}_3 &= b_{32}\eta_2 + b_{33}\eta_3 + b_{34}\eta_4;\\
\dot{\eta}_4 &= b_{44}\eta_4 + b_{45}\eta_5;\\
\dot{\eta}_5 &= b_{55}\eta_5 + mu.
\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

По рекомендациям [Л. 2]

$$u = -\operatorname{sign} m \frac{\partial V}{\partial \eta_n}. \qquad (6)$$

Здесь

$$V = \sum_k \sum_\alpha A_{k\alpha}\eta_k\eta_\alpha;\ k,\ \alpha = 1, \ldots,\ n \qquad (6а)$$

— есть функция Ляпунова.

Для построения функции Ляпунова в [Л. 3] предложен эффективный метод, который широко используется в инженерной практике при исследовании конкретных систем. Реализация этого метода, особенно для систем высокого порядка, требует выполнения значительного объема вычислительных работ. Поэтому необходимо дальнейшее упрощение процедуры вычисления функций Ляпунова. В связи с этим рассмотрим возможность отыскания общего решения поставленной задачи. По условиям (3) и (5) составим определитель по [Л. 3]

$$V = -\frac{1}{\Delta}\begin{vmatrix}
0 & \eta^2_1 & 2\eta_1\eta_2 & \ldots & \eta^2_{(n-1)} & 2\eta_{(n-1)}\eta_n & \eta^2_n\\
-\frac{1}{2}a_1 & b_{11} & 0 & \ldots & 0 & 0 & 0\\
0 & b_{12} & b_{11}+b_{22} & \ldots & 0 & 0 & 0\\
\ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots\\
-\frac{1}{2}a_{n-1} & 0 & 0 & \ldots & b_{(n-1)(n-1)} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & \ldots & b_{(n-1)n} & b_{(n-1)(n-1)}+b_{nn} & 0\\
-\frac{1}{2}a_n & 0 & 0 & \ldots & 0 & b_{(n-1)n} & b_{nn}
\end{vmatrix} \qquad (7)$$

Коэффициенты b_{ik} и m системы дифференциальных уравнений определяются по соотношениям:

$$\left.\begin{aligned}
b_{11} &= -\frac{1}{T_к};\ b_{12} = \frac{k_к\omega_m}{\alpha_m};\\
b_{23} &= \frac{Ri_{дт}}{c\Phi T_м\omega_m};\ b_{32} = -\frac{c\Phi\omega_m}{RT_я i_{дт}};\\
b_{33} &= -\frac{1}{T_я};\ b_{34} = \frac{E_п}{RT_я i_{дт}};\ b_{44} = -\frac{1}{\tau};\\
b_{45} &= \frac{k_п U_{фт}}{\tau E_{пт}};\ b_{55} = -\frac{1}{T_ф};\\
m &= \frac{U_{ут}}{T_ф U_{фт}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Здесь α_m, $i_{дт}$, $E_{пт}$, $U_{фт}$, ω_m и $U_{ут}$ — максимальные значения фазовых координат объекта управления и сигнала на его входе.

Остальные коэффициенты b_{ik}, входящие в (1), равны нулю. Найдем теперь управление, ограниченное условием $u \leqslant |1|$ и оптимизирующее функционал

$$I = \int_0^\infty \sum_j a_j\eta^2_j dt. \qquad (5)$$

Будем искать коэффициенты функции Ляпунова (6) в виде

$$A_{k\alpha} = \frac{\Delta_{k\alpha}}{\Delta}, \qquad (6б)$$

где Δ — минор, относящийся к первому элементу первой стрелки определителя (7); $\Delta_{k\alpha}$ — алгебраическое дополнение, относящееся к соответствующему элементу первой строки.

Определение значений Δ и $\Delta_{k\alpha}$, а также коэффициенты $A_{k\alpha}$ функции Ляпунова, показано в приложении.

В процессе отработки заданного перемещения необходимо ограничивать координаты скорости и тока электропривода на допустимых уровнях. В связи с этим, кроме регулятора пути, необходимы также регуляторы скорости и тока, обеспечивающие оптимальную стабилизацию соответствующих координат на заданных уровнях.

Для определения управления конкретного регулятора в функционале (5) выбирается весовой коэффициент при оптимизируемой координате

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

(обычно $a_j=1$), все остальные коэффициенты принимаются равными нулю.

Распределение погрешности между относительными ошибками пути, скорости, тока, питающего напряжения и напряжения СИФУ учитывается затем путем незначительной коррекции весовых коэффициентов в алгоритмах оптимальных управлений при моделировании системы на АВМ, либо при наладке конкретной производственной установки.

В соответствии с (П-4) оптимальные управления этих регуляторов будут равны:

для регулятора пути

$$u_\alpha = -[\operatorname{sign}(A^\alpha_{15}\eta_1 + A^\alpha_{25}\eta_2 + A^\alpha_{35}\eta_3 + A^\alpha_{45}\eta_4 + A^\alpha_{55}\eta_5), \quad (8)$$

где коэффициенты A^α_{i5}, $i=1, \ldots, 5$, определяются из системы (П-5) при $a_2=a_3=a_4=a_5=0$,

для регулятора скорости

$$u_\omega = -\operatorname{sign}(A^\omega_{15}\eta_1 + A^\omega_{25}\eta_2 + A^\omega_{35}\eta_3 + A^\omega_{45}\eta_4 + A^\omega_{55}\eta_5); \quad (9)$$

где коэффициенты A^ω_{i5}, $i=1, \ldots, 5$ определяются системой (П-5) при $a_1=a_3=a_4=a_5=0$;

для регулятора тока

$$u_I = -\operatorname{sign}(A^I_{15}\eta_1 + A^I_{25}\eta_2 + A^I_{35}\eta_3 + A^I_{45}\eta_4 + A^I_{55}\eta_5), \quad (10)$$

где коэффициенты A^I_{i5}, $i=1, \ldots, 5$ определяются по выражениям (П-5) при $a_1=a_2=a_4=a_5=0$.

Анализ алгоритмов управления (8)—(10) показывает, что при отработке заданного перемещения и ограничении тока на максимально допустимом уровне на вход силовой части электропривода должно поступать оптимальное управление (8) до тех пор, пока скорость вращения двигателя не достигнет заданного уровня, после чего на этот вход должно быть подано оптимальное управление (9). Управление (10) должно быть подано на вход системы после отработки заданного перемещения.

Таким образом, выходы соответствующих релейных регуляторов должны поочередно подключаться ко входу объекта управления, что можно обеспечить различными схемными решениями.

Наиболее целесообразным является включение релейных регуляторов по известному принципу подчиненного управления. При этом структурная схема системы управления будет иметь вид, показанный на рис. 2. Здесь на вход объекта подключается оптимальное управление с выхода того регулятора, который на данном временном интервале работает в скользящем режиме, так как регулятор каждого внутреннего контура является промежуточным релейным элементом и повторяет переключения регулятора внешнего контура (если координата внутреннего контура не подлежит ограничению). Таким образом, при такой схеме включения регуляторов выходные координаты каждого внешнего контура не оказывают влияния на работу регулятора последующего (внутреннего) контура.

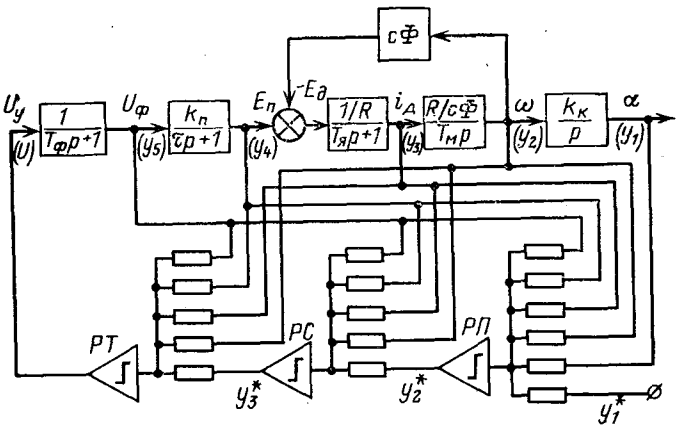


Рис. 2.

Следует отметить, что реализация структурной схемы регулирования, приведенной на рис. 2, может быть осуществлена на базе серийно выпускаемых унифицированных блочных систем регулирования (УБСР).

Усложнение системы управления за счет введения на каждый из регуляторов обратных связей по каждой фазовой координате компенсируется обеспечением полной наблюдаемости за поведением объекта и, как следствие этого, повышением качества управления.

Правильность формирования диаграмм $\alpha(t)$, $\omega(t)$ и $I(t)$ в электроприводе с такой структурной схемой проверена экспериментально. Силовая часть объекта управления моделировалась на АВМ, а в качестве регуляторов использовались микросхемы типа 1УТ401А. На рис. 3 показана осциллограмма, иллюстрирующая работу позиционного электропривода с указанной выше структурной схемой. Система управления формирует диаграмму $I(t)$ с постоянным значением тока $I=2I_н$ в периоды разгона и торможения привода. В период установившегося движения вхолостую стабилизируется скорость вращения двигателя. На этой осциллограмме хорошо видны периоды работы релейных регуляторов в скользящих режимах до включения привода (скользящий режим «в нуле») и при стабилизации соответствующей фазовой координаты электропривода (записаны напряжения на выходе соответствующих релейных регуляторов, меняющиеся с частотой 2,5—3 кГц).

При оптимизации линейных систем с непрерывным управлением почти всегда делается ряд допущений, упрощающих решение задачи без существенного ущерба качества регулирования. При синтезе регулятора тока не учитывается действие э. д. с. двигателя, а при синтезе регулятора скорости не учитывается влияние электромагнитной инерции в цепи якоря двигателя [Л. 4].

Возможность применения этих общепринятых допущений при синтезе релейной системы оптимального управления требует специальной проверки.

При пренебрежении влиянием э. д. с. двигателя меняется уравнение электрического равновесия цепи якоря, которое в этом случае в системах (2)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

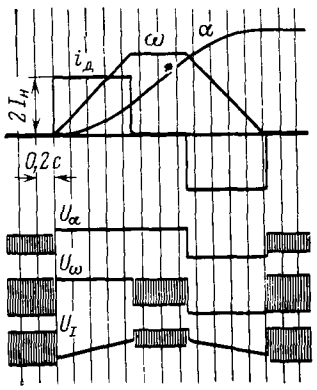


Рис. 3.

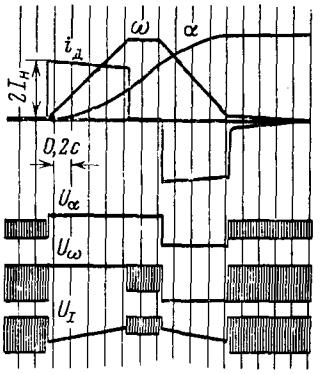


Рис. 4.

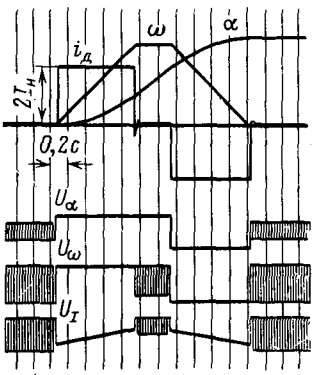


Рис. 5.

и (3) запишется соответственно так:

$$pi_д = -\frac{1}{T_я} i_д + \frac{1}{RT_я} E_п;$$

$$\dot{\eta}_3 = b_{33} y_3 + b_{34} y_4.$$

Таким образом, в этом случае коэффициент $b_{32}=0$. Остальные уравнения и коэффициенты в математическом описании объекта управления остаются без изменения. Соответственно меняются коэффициенты функции Ляпунова в алгоритме управления регулятора тока.

На рис. 4 показана осциллограмма работы позиционного электропривода при синтезе регулятора тока с указанным допущением. Как видно из этой осциллограммы, качество работы привода ухудшается из-за нестабильности пускового и тормозного токов, что ведет к затягиванию переходных процессов, особенно при торможении привода.

Пренебрежение электромагнитной инерцией цепи якоря при синтезе алгоритма оптимального управления регулятора скорости приводит к появлению усилительного звена в структурной схеме двигателя. В этом случае измерение координаты y_3 (ток якоря) и введение в регулятор сигнала, пропорционального этой координате, не имеет смысла, так как аналогичная информация поступает в систему через обратную связь по э. д. с. преобразователя. Таким образом, порядок исходной системы уравнений (3) понижается на единицу.

Не приводя подробных математических выкладок для этого случая, укажем лишь окончательное выражение для алгоритма управления регулятора скорости

$$u_\omega = -\operatorname{sign}(A^\omega_{25}\eta_2 + A^\omega_{45}\eta_4 + A^\omega_{55}\eta_5). \qquad (11)$$

На рис. 5 показана осциллограмма, полученная при синтезе релейной системы управления с допущением, что $T_я=0$, т. е. при работе регулятора скорости по алгоритму управления (11). В этом случае наблюдается незначительное ухудшение качества работы привода в виде появления перерегулирования тока в конце периодов пуска и торможения.

Таким образом, введение общепринятых допущений о возможности синтеза регулятора тока без учета действия э. д. с. двигателя и синтеза регулятора скорости при условии $T_я=0$ в случае релейной системы управления приводит к ухудшению качества работы электропривода за счет уменьшения информации о поведении фазовых координат объекта управления, поступающей на регуляторы.

Уменьшение вычислительных операций и упрощение структурной схемы системы управления в этом случае не компенсируют ухудшения качества действия системы управления. Предложенная в статье общая методика вычисления коэффициентов функции Ляпунова по соотношениям (П-2) или (П-3) позволяет быстро выполнить синтез алгоритмов оптимальных управлений релейных регуляторов при максимальном учете всех факторов, действующих в объекте управления, описываемом системой линейных дифференциальных уравнений высокого порядка, и тем самым обеспечить хорошее качество работы электропривода.

Вероятно, аналогичные допущения при синтезе линейных систем оптимального управления электроприводом также приводят к ухудшению качества управления и в каждом конкретном случае целесообразно производить оценку выигрыша, полученного в результате упрощения вычислительных операций, по сравнению с проигрышем в качестве переходного процесса.

Приложение. Минор Δ и алгебраические дополнения определителя Барбашина после раскрытия (7) имеют следующие значения:

$$\Delta = b_{23}b_{32}\prod_{i=1}^{n} b_{ii}\prod_{i=4}^{n}(b_{11}+b_{ii})\prod_{i=5}^{n}(b_{44}+b_{ii})\times$$

$$\times\prod_{i=6}^{n}(b_{55}+b_{ii})\times\ldots\times(b_{(n-1)(n-1)}+$$

$$+b_{nn})[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33})-$$

$$-b_{23}b_{32}]\prod_{i=4}^{n}[b_{ii}(b_{33}+b_{ii})-b_{23}b_{32}];$$

$$\Delta_{11} = -\frac{a_1}{2}b_{23}b_{32}\prod_{i=2}^{n} b_{ii}\prod_{i=4}^{n}(b_{11}+b_{ii})\times$$

$$\times\prod_{i=5}^{n}(b_{44}+b_{ii})\prod_{i=6}^{n}(b_{55}+b_{ii})\ldots(b_{(n-1)(n-1)}+$$

$$+b_{nn})[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33})-$$

$$-b_{23}b_{32}]\prod_{i=4}^{n}[b_{ii}(b_{33}+b_{ii})-b_{23}b_{32}];$$

$$\Delta_{12} = \frac{a_1}{2}b_{12}b_{23}b_{32}\prod_{i=2}^{n} b_{ii}\prod_{i=3}^{n}(b_{11}+b_{ii})\times$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\times \prod_{i=5}^{n} (b_{44}+b_{ii}) \prod_{i=6}^{n} (b_{55}+b_{ii}) \dots (b_{(n-1)\,(n-1)}+ + b_{nn}) \prod_{i=4}^{n} [b_{ii}(b_{33}+b_{ii}) - b_{23}b_{32}];$$

$$\Delta_{13} = -\frac{a_1}{2} b_{12}b^2_{23}b_{32} \prod_{i=2}^{n} b_{ii} \prod_{i=4}^{n} (b_{11}+b_{ii}) \times \times \prod_{i=5}^{n} (b_{44}+b_{ii}) \prod_{i=6}^{n} (b_{55}+b_{ii}) \dots \dots (b_{(n-1)\,(n-1)}+b_{nn}) \prod_{i=4}^{n} [b_{ii}(b_{33}+b_{ii}) - b_{23}b_{32}];$$

$$\Delta_{14} = \frac{a_1}{2} b_{12}b^2_{23}b_{32}b_{34} \prod_{i=2}^{n} b_{ii} \prod_{i=5}^{n} (b_{11}+b_{ii}) \times \times \prod_{i=5}^{n} (b_{44}+b_{ii}) \prod_{i=6}^{n} (b_{55}+b_{ii}) \dots (b_{(n-1)\,(n-1)}+ + b_{nn}) \prod_{i=4}^{n} [b_{ii}(b_{33}+b_{ii}) - b_{23}b_{32}].$$

. . . . . .

$$\Delta_{1n} = (-1)^n \frac{a_1}{2} b_{12}b^2_{23}b_{32} \prod_{i=3}^{n-1} b_i\,(i+1) \times \times \prod_{i=2}^{n} b_{ii} \prod_{i=5}^{n} (b_{44}+b_{ii}) \prod_{i=6}^{n} (b_{55}+b_{ii}) \dots \dots (b_{(n-1)\,(n-1)}+b_{nn}) \prod_{i=4}^{n} [b_{ii}(b_{33}+b_{ii}) - b_{23}b_{32}].$$

(П-1)

В таком виде могут быть получены и другие определители $\Delta_{k\alpha}$. По выражениям (6б) и (П-1) найдем коэффициенты A_{kx}:

$$A_{11} = -\frac{a_1}{2b_{11}};$$

$$A_{12} = \frac{a_1 b_{12}(b_{11}+b_{33})}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}]};$$

$$A_{13} = -\frac{a_1 b_{12}b_{23}}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}]};$$

$$A_{14} = \frac{a_1 b_{12}b_{23}b_{34}}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}][b_{11}+b_{44}]};$$

. . . . . .

$$A_{1n} = (-1)^n \frac{a_1 \prod_{i=1}^{n-1} b_i\,(i+1)}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}] \times \times \prod_{i=4}^{n} (b_{11}+b_{ii})}$$

(П-2)

Аналогично находятся все другие коэффициенты $A_{k\alpha}$, $k, \alpha = 2, \dots, n$.

Выражения (П-2) можно преобразовать к более удобному виду:

$$A_{11} = -\frac{a_1}{2b_{11}}; \quad A_{12} = -\frac{b_{12}A_{11} + b_{32}A_{13}}{b_{11}+b_{22}};$$

$$A_{1i} = -\frac{b_{(i-1)\,i}A_{1\,(i-1)}}{b_{11}+b_{ii}}, \quad i = 3, \dots, n;$$

$$A_{22} = -\frac{a_2 + 2b_{12}A_{12} + 2b_{23}b_{32}}{2b_{22}};$$

$$A_{23} = -\frac{b_{12}A_{13} + b_{23}A_{22} + b_{32}A_{33}}{b_{22}+b_{33}};$$

$$A_{2i} = -\frac{b_{12}A_{1i} + b_{(i-1)\,i}A_{2\,(i-1)} + b_{32}A_{3i}}{b_{22}+b_{ii}}, \quad i = 4, \dots, n;$$

$$A_{kk} = -\frac{a_k + 2b_{(k-1)\,k}A_{(k-1)\,k}}{b_{kk}}, \quad k = 3, \dots, n;$$

$$A_{k\,(k-1)} = -\frac{b_{(k-1)\,k}A_{(k-1)\,(k+1)} + b_{k\,(k+1)}A_{kk}}{b_{kk} + b_{(k+1)\,(k+1)}}, \quad k = 3, \dots, n-1;$$

$$A_{ki} = -\frac{b_{(k-1)\,k}A_{(k-1)\,i} + b_{(i-1)\,i}A_{k\,(i-1)}}{b_{kk}+b_{ii}}, \quad k = 3, \dots, n-2, \; i = 5, \dots, n.$$

(П-3)

Очевидно, что формулы (П-3) позволяют быстро строить функции Ляпунова для любой конкретной системы класса (1).

Для позиционного электропривода со структурной схемой рис. 1 алгоритм оптимального управления в соответствии с (6) имеет вид

$$u = -\operatorname{sign}(A_{15}\eta_1 + A_{25}\eta_2 + A_{35}\eta_3 + A_{45}\eta_4 + A_{55}\eta_9). \quad (П\text{-}4)$$

Таким образом, для построения системы оптимального управления необходимо отыскать коэффициенты A_{i5} ($i = 1, \dots, 5$) функции Ляпунова. В соответствии с выражениями (П-3) эти коэффициенты необходимо находить по следующим расчетным формулам:

$$A_{13} = -\frac{a_1 b_{12}b_{23}}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}]};$$

$$A_{14} = \frac{a_1 b_{12}b_{23}b_{34}}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{22}b_{32}](b_{11}+b_{44})};$$

$$A_{15} = -\frac{a_1 b_{12}b_{23}b_{34}b_{45}}{2b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - - b_{23}b_{32}](b_{11}+b_{44})(b_{11}+b_{55})};$$

$$A_{22} = -\frac{a_2 + b_{12}\dfrac{a_1 b_{12}(b_{11}+b_{33})}{b_{11}[(b_{11}+b_{22})(b_{11}+b_{33}) - b_{23}b_{32}]}}{2b_{32}};$$

$$A_{23} = -\frac{b_{12}A_{13} + b_{23}A_{22}}{b_{22}+b_{33}}; \quad A_{33} = -\frac{a_3 + 2b_{23}A_{23}}{2b_{33}};$$

$$A_{24} = -\frac{b_{12}A_{14} + b_{34}A_{23} - \dfrac{b_{32}b_{34}}{b_{33}+b_{44}}A_{33}}{b_{44} - \dfrac{b_{23}b_{32}}{b_{33}+b_{44}}};$$

$$A_{34} = -\frac{b_{23}A_{24} + b_{34}A_{33}}{b_{33}+b_{44}};$$

(П-5)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$A_{25}=-\frac{b_{12}A_{15}+b_{45}A_{24}-\frac{b_{32}b_{45}}{b_{33}+b_{55}}A_{34}}{b_{55}-\frac{b_{23}b_{32}}{b_{33}+b_{55}}};$$

$$A_{35}=-\frac{b_{23}A_{25}+b_{45}A_{34}}{b_{33}+b_{55}};$$

$$A_{44}=-\frac{a_4+2b_{34}A_{34}}{b_{33}+b_{44}};\quad A_{45}=-\frac{b_{34}A_{35}+b_{45}A_{44}}{b_{44}+b_{55}};$$

$$A_{55}=-\frac{a_5+2b_{45}A_{45}}{2b_{55}}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Летов А. М.** Аналитическое конструирование регуляторов. — «Автоматика и телемеханика», 1961, № 4.

2 **Чжан Жень-Вей.** Синтез релейных систем по минимуму интегральных квадратичных отклонений. — «Автоматика и телемеханика», 1961, № 12.

3. **Барбашин Е. А.** Функции Ляпунова. М., «Наука», 1970. 240 с.

4. **Гарнов В. К., Рабинович В. Е., Вишневецкий Л. М.** Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. М., «Металлургия», 1971. 215 с.

[26.1.1977]

УДК 621.314.572.001.24

Анализ установившегося режима инвертора с отсекающими вентилями при работе на асинхронный двигатель

Канд. техн. наук УМАРОВ Б. У.

Ташкентский политехнический институт

Возросший интерес к применению автономных инверторов тока делает актуальной задачу определения токов и напряжений на элементах схем в мгновенных значениях. Это особенно относится к такой сложной системе, как трехфазный инвертор с отсекающими вентилями, работающий на асинхронный двигатель (рис. 1,*а*).

Качественный анализ электромагнитных процессов в инверторе показал, что в установившемся режиме на интервале повторяемости ($\pi/3\omega$) коммутация токов нагрузки протекает в три этапа [Л. 1]. В известных публикациях решаются задачи анализа регулярно переключаемых вентильных цепей в установившемся режиме при наличии двух этапов на интервале повторяемости процессов. При этом задача определения длительности этапов сводится к решению трансцендентного алгебраического уравнения [Л. 3]. В случае трех и более этапов на интервале повторяемости применяются различные упрощения, дающие возможность решить задачу анализа в частных случаях, например $i_d(t)=\text{const}$ [Л. 1].

Ниже на примере трехфазного инвертора тока с отсекающими вентилями иллюстрируется методика регулярного применения преобразования Лапласа к анализу вентильных цепей с многоэтапными интервалами повторяемости и дается последовательность расчетных формул в таблично-аналитической форме.

На рис. 1,*а* приведена принципиальная схема системы. Рассмотрим развитие процесса на интервале повторяемости в установившемся режиме. Предположим, что включены тиристоры T_1 и T_6, ток протекает в фазах A и B двигателя. Конденсаторы C_{15} и C_{16} заряжены до напряжения $\pm U_{c0}$ (рис. 1,*д*). В некоторый момент времени подается отпирающий импульс на тиристор T_2, конденсаторы C_{15} и C_{16} начинают разряжаться по цепи $(+E_d)$—L_d—T_1 — фаза A — фаза B — C_{15}—C_{16}—T_2—$(-E_d)$ (рис. 1,*б*). При равенстве напряжений конденсаторов $u_c(t)$ напряжению фазы B, т. е. $u_2(t)$, первый этап заканчивается. С момента окончания первого этапа начинается переход тока с фазы B на фазу C. Конденсаторы C_{15} и C_{16} перезаряжаются и при напряжении на них, равном $\pm U_{c0}$, ток переходит полностью с фазы B на фазу C. На этом заканчивается второй этап. На третьем этапе, т. е. до подачи импульса управления на очередной вентиль T_3, ток протекает через фазы A и C двигателя.

Таким образом, под первым коммутационным этапом будем понимать промежуток времени τ_1, в течение которого в двух фазах двигателя протекает ток, и в контур коммутации входят коммутирующие конденсаторы. Под вторым коммутационным этапом будем понимать промежуток времени τ_2, в течение которого во всех трех фазах двигателя протекает ток. Под третьим коммутаци-

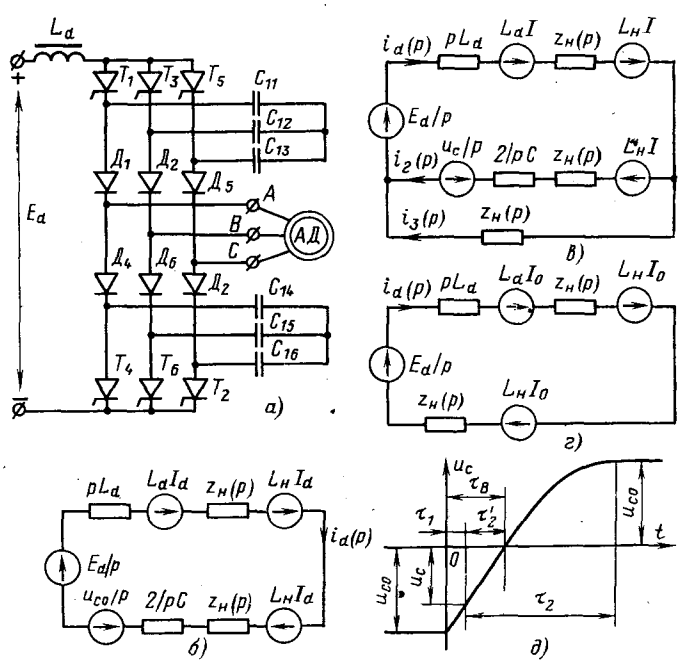


Рис. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

онным этапом будем понимать промежуток времени ($\pi/3\omega - \tau_1 - \tau_2$), в течение которого протекает ток в двух фазах двигателя и в контур коммутации не входят коммутирующие конденсаторы.

Эквивалентные операторные схемы замещения для соответствующих этапов представлены на рис. 1,*б*, *в* и *г*.

Анализ проведен при следующих допущениях: вентили в схемах идеальны; коммутация тиристоров принимается мгновенной; индуктивности и емкости, входящие в схемы, линейны; напряжение источника питания $E_d = \text{const}$; $Z_н(p)$ — сопротивление одной фазы двигателя в определенной форме.

В действительности при разном числе фаз двигателя, обтекаемых током (в первом и третьем этапах через две, а во втором этапе через три фазы), изменяется значение потокосцеплений, а следовательно, и параметры схемы замещения фаз, участвующих в работе. Но вывод аналитических выражений, которые учитывали бы реальные физические условия протекания процесса, представляется весьма трудоемким и поэтому для получения мгновенных значений токов и напряжений двигателя была применена Т-образная эквивалентная схема замещения АД при симметричном режиме работы [Л. 2, 4 и 5]. Вносимая ошибка при принятом допущении незначительна: при длительности второго этапа 40—50° (нормальный рабочий режим) ток двигателя одной фазы отсутствует 1/9—1/18 периода T. Сопротивление

$$Z_н(p) = (a_1p^2 + a_2p + a_3)/(a_4p + a_5), \qquad (1)$$

где

$$a_1 = L_1L_0 + L_1L_2 + L_2L_0;$$

$$a_2 = r_1(L_2 + L_0) + r_0(L_1 + L_2) + r_2(L_1 + L_0);$$

$$a_3 = r_1r_0 + r_1r_2 + r_2r_0;$$

$$a_4 = L_2 + L_0;\ a_5 = r_2 + r_0;\ r_2 = R/S;$$

r_1, L_1 — активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки статора; r_2, L_2 — активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки ротора, приведенные к обмотке статора; r_0 — активное сопротивление, определяющее потери на вихревые токи и гистерезис в магнитопроводе двигателя; L_0 — взаимоиндуктивность между обмотками статора и ротора двигателя.

При расчете системы для частоты f, отличной от номинальной, скольжение определяется как $s = f_н s_н$ [Л. 5]. Индуктивность $L_н$ в эквивалентных схемах определяется выражением:

$$L_н = L_1 + L_2L_0/(L_2 + L_0). \qquad (2)$$

По эквивалентным схемам получим формулы изображений токов и напряжений и затем определим их оригиналы с помощью теоремы разложения:

на первом этапе

$$i_d(t) = (B_1/D_1)\exp(-\sigma_2 t) + 2A'_1\exp(-\sigma_1 t) \times \sin(\Omega_1 t + \theta_1); \qquad (3)$$

$$u_2(t) = (B_3/D_1)\exp(-\sigma_2 t) + 2A'_2\exp(-\sigma_1 t) \times \sin(\Omega_1 t + \theta_2); \qquad (4)$$

$$u_c(t) = E_d + 2(B_1/D_2)\exp(-\sigma_2 t) + 4A'_3\exp(-\sigma_1 t)\sin(\Omega_1 t + \theta_3); \qquad (5)$$

$$i_1(t) = i_2(t) = i_d(t);\ i_3(t) = 0; \qquad (6)$$

$$u_1(t) = u_2(t);\ u_3(t) = 0; \qquad (7)$$

на втором этапе

$$i_d(t) = a_5E_d/2a_3 - (B_5/\sigma_3D_3)\exp(-\sigma_3 t) - (B_6/\sigma_4D_4)\exp(-\sigma_4 t) - (B_7/\sigma_5D_5)\exp(-\sigma_5 t) + 2A'_4\exp(-\sigma_6 t)\sin(\Omega_6 t + \theta_4); \qquad (8)$$

$$i_2(t) = (CB_9/D_3)\exp(-\sigma_3 t) + (CB_{10}/D_4)\exp(-\sigma_4 t) + (CB_{11}/D_5)\exp(-\sigma_5 t) + 2CA'_5\exp(-\sigma_6 t)\sin(\Omega_6 t + \theta_5); \qquad (9)$$

$$u_1(t) = E_d/2 - (B_{15}/\sigma_3D_3)\exp(-\sigma_3 t) - (B_{14}/\sigma_4D_4)\exp(-\sigma_4 t) - (B_{15}/\sigma_5D_5)\exp(-\sigma_5 t) + 2A'_6\exp(-\sigma_6 t)\sin(\Omega_6 t + \theta_6); \qquad (10)$$

$$u_2(t) = (CB_{17}/D_3)\exp(-\sigma_3 t) + (CB_{18}/D_4)\exp(-\sigma_4 t) + (CB_{19}/D_5)\exp(-\sigma_5 t) + 2CA'_7\exp(-\sigma_6 t)\sin(\Omega_6 t + \theta_7); \qquad (11)$$

$$u_c(t) = E_d/2 - 2(B_9/\sigma_3D_3)\exp(-\sigma_3 t) - 2(B_{10}/\sigma_4D_4)\exp(-\sigma_4 t) - 2(B_{11}/\sigma_5D_5)\exp(-\sigma_5 t) + 4A'_8\exp(-\sigma_6 t)\sin(\Omega_6 t + \theta_8); \qquad (12)$$

$$i_1(t) = i_d(t);\ i_3(t) = i_1(t) - i_2(t); \qquad (13)$$

$$u_3(t) = u_1(t) - u_2(t); \qquad (14)$$

на третьем этапе

$$i_d(t) = a_5E_d/2a_3 + (B_{21}/D_6)\exp(-\sigma_7 t) + (B_{22}/D_7)\exp(-\sigma_8 t); \qquad (15)$$

$$u_1(t) = E_d/2 + (B_{23}/D_6)\exp(-\sigma_7 t) + (B_{24}/D_7)\exp(-\sigma_8 t); \qquad (16)$$

$$i_1(t) = i_3(t) = i_d(t);\ i_2(t) = 0; \qquad (17)$$

$$u_2(t) = u_1(t);\ u_3(t) = 0. \qquad (18)$$

Припасовывание решений проводится по граничным значениям инерциальных величин. Учитывая, что конец первого этапа определяется выполнением условий:

$i_d(\tau_1) = i_1(\tau_1) = i_2(\tau_1) = I;\ u_c(\tau_1) = U_c;\ u_2(\tau_1) = -U_c$,

конец второго этапа определяется выполнением условий:

$$i_d(\tau_2) = i_1(\tau_2) = i_3(\tau_2) = I_0;\ i_2(\tau_2) = 0;$$
$$u_c(\tau_2) = -U_{c0},$$

конец третьего этапа определяется выполнением условий:

$$i_d(\pi/3\omega - \tau_1 - \tau_2) = i_1(\pi/3\omega - \tau_1 - \tau_2) = i_3(\pi/3\omega - \tau_1 - \tau_2) = I_d$$

и все выведенные уравнения описывают процессы при условии, что начало отсчета времени помещается в начало каждого рассматриваемого этапа, можно из (3)—(18) получить следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
I + a_{114}I_d + a_{115}(U_{c0} - E_d) &= 0;\\
a_{120}I_d + U_c + a_{121}U_{c0} - (a_{121} + 1)E_d &= 0;\\
a_{122}I_d - U_c + a_{123}(U_{c0} - E_d) &= 0;\\
a_{130}I + I_0 + a_{131}U_c - a_{132}E_d &= 0;\\
a_{136}I + a_{137}U_c - a_{138}E_d &= 0;\\
a_{139}I + a_{140}U_c - U_{c0} - a_{141}E_d &= 0;\\
a_{144}I_0 + I_d - a_{145}E_d &= 0.
\end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

При пяти неизвестных граничных условиях система (19) не переопределена, так как в некоторые коэффициенты вида $a_{114} \div a_{145}$ трансцендентно входят еще два неизвестных τ_1 и τ_2 — длительности первого и второго этапов. Характерно, что эти коэффициенты могут быть трех видов: зависящими только от τ_1, зависящими только от τ_2 и, наконец, зависящими от обоих неизвестных. Однако относительно граничных условий и E_d система (19) линейна и, применяя к ней процедуру исключения Гаусса, получаем (прямой ход) систему трансцендентных уравнений для определения τ_1 и τ_2:

$$\left.\begin{aligned}&(a_{153}-a_{152}a_{160})(a_{151}-a_{155}a_{159})-\\&-(a_{151}-a_{152}a_{159})(a_{156}-a_{155}a_{160})=0;\\&(a_{153}-a_{152}a_{160})(a_{157}-a_{144}a_{149}a_{159})-\\&-(a_{151}-a_{152}a_{159})(a_{158}-a_{144}a_{149}a_{160})=0\end{aligned}\right\} \quad (20)$$

и соотношения для вычисления (обратный ход) следующих величин:

$$\left.\begin{aligned}I_d&=(a_{153}-a_{152}a_{160})E_d/(a_{51}-a_{152}a_{159});\\U_{c0}&=-a_{159}I_d+a_{160}E_d;\\I_0&=a_{148}I_d+a_{149}U_{c0}-a_{150}E_d;\\U_c&=+a_{122}I_d+a_{123}(U_{c0}-E_d);\\I&=-a_{144}I_d-a_{115}(U_{c0}-E_d).\end{aligned}\right\} \quad (21)$$

В общем случае интервала повторяемости фиксированной длительности система (20) содержит $(Q-1)$ уравнение, где Q — количество этапов на интервале повторяемости. Анализ методов решения систем (20) с точки зрения удобства программирования задачи на ЦВМ и скорости сходимости приводит к выводу о целесообразности использования метода вариации параметров [Л. 6], не требующего вычисления Якобиана системы или приведения к виду, обеспечивающему итеративный процесс.

Время, предоставляемое тиристорам на восстановление, при перезаряде конденсаторов определяется как

$$\tau_в=\tau_1+\tau'_2, \quad (22)$$

где τ'_2 — время от начала второго этапа до момента достижения напряжением коммутирующих конденсаторов (C_{15}, C_{16}) нуля (рис. 1,∂).

Значения τ'_2 определяются из (12) при условии $u_c(\tau'_2)=0$, что приводит к уравнению:

$$a_{167}I+a_{168}U_c+a_{169}E_d=0. \quad (23)$$

Коэффициенты a_i являются функциями параметров схемы автономного инвертора тока, асинхронного двигателя и длительности этапов τ_1 и τ_2; определение их значений не представляет особых затруднений. Из-за громоздкости таблица, определяющая коэффициенты a_i, в данной статье не приводится.

Полученные соотношения могут быть использованы для расчета установившегося режима в следующей последовательности:

1. Методом вариации параметров решается система (20) относительно τ_1 и τ_2.

2. По (21) определяются значения I_d, U_{c0}, I_0, U_c, I.

3. По (23) находится значение τ'_2, затем по (22) значение $\tau_в$.

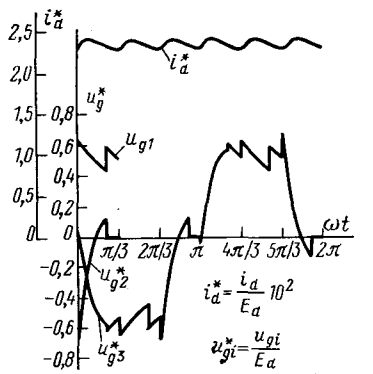


Рис. 2.

4. Вычисляются мгновенные значения токов и напряжений двигателя: на первом этапе по (6), (4) и (7); на втором этапе по (9), (13), (10), (11) и (14); на третьем этапе по (17), (16) и (18).

5. Вычисляется напряжение конденсаторов на первом этапе по (5) и на втором этапе по (12).

6. Ток источника постоянного тока $i_d(t)$ поэтапно рассчитывается по (3), (8) и (15).

7. Кривая $i_d(t)$ описывается на остальных интервалах повторяющимися выражениями. Кривые токов и напряжений двигателя могут быть построены с помощью информации, полученной на первом интервале $(0 \div \pi/3\omega)$, при использовании условий симметрии и повторяемости процессов.

8. По кривым напряжений двигателя $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ графо-аналитическим методом могут быть определены по специальной программе анализа значения основной гармоники и высших гармонических составляющих.

На рис. 2 представлены кривые мгновенных значений тока источника i^*_d и напряжения двигателя $U^*_д$, построенные по результатам расчета на ЦВМ «Наири-2», при этом следует отметить, что расчет одного интервала повторяемости занимает 20—25 мин.

Данные двигатели [Л. 5] и элементов схемы инвертора: $P_{д.н}$=4,5 кВт, $U_{дл.н}$=380 В, n==1440 об/мин, $s_н$=0,04, $I_{д.н}$=9,3 А, $\eta_{д.н}$=0,85; $f_н$==50 Гц, r_1=1,17 Ом, $L_1=L_2=0{,}6\cdot10^{-2}$ Гн, L_0==0,18 Гн, L_d=0,1 Гн, r_0=5,17 Ом, $r_2(s)$=26,5 Ом, $x_{11}=x_{21}$=1,9 Ом, $C_{11}=C_{12}=C_{13}=C_{14}=C_{15}=C_{16}$==40 мкФ.

При разложении в гармонический ряд напряжения двигателя получим действующие значения гармонических составляющих: $u_{д1}=0{,}5973E_d$; $u_{д5}$==$0{,}1131E_d$; $u_{д7}=0{,}0765E_d$; $u_{д11}=0{,}0107E_d$; $u_{д13}$==$0{,}0103E_d$.

Выводы. 1. Регулярное применение преобразований Лапласа к анализу электромагнитных процессов в схемах вентильных преобразователей, в которых интервал повторяемости состоит из нескольких этапов, приводит к необходимости решения системы нелинейных алгебраических уравнений для определения длительности этапов и граничных условий.

2. Решение задачи анализа установившегося режима в системе «Автономный инвертор с отсе-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

кающими вентилями — двигатель» может быть получено из любых ЦВМ со стандартным матобеспечением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кривицкий С. О., Эпштейн И. И.** Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970.
2. **Булгаков А. А.,** Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966.
3. **Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И.** Основы преобразовательной техники. М., «Высшая школа», 1974.
4. **Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И.** Автономные тиристорные инверторы. М., «Энергия», 1967.
5. **Хамудханов М. З.** Частотное управление асинхронным электроприводом. Ташкент, «Фан», 1959.
6. **Фильчаков П. Ф.** Справочник по высшей математике. Киев, «Наукова думка», 1974.

[22.10.1976]

УДК 621.314.6.001.5

Анализ многопульсного выпрямления

АБДУЛАЕВ А. А., АСЛАН-ЗАДЕ А. Г.
Азербайджанский политехнический институт

Создание новых схем многопульсных выпрямителей, отличающихся наряду с достаточно высокими технико-экономическими показателями простотой конструктивного исполнения трансформатора, представляет значительный интерес, связанный, в частности, с относительно малым влиянием этих выпрямителей на сеть.

Именно сложность конструктивного исполнения трансформатора является основным препятствием на пути к более широкому применению известных схем многопульсных выпрямителей [Л. 1].

При этом однополупериодные схемы в общем случае наряду с более высокой, чем в двухполупериодных (например, с последовательным соединением вентильных мостов) нагрузочной способностью вентилей по току, а также большей простотой в управлении, характеризуются завышенной расчетной мощностью и более сложным конструктивным исполнением трансформатора, худшим использованием вентилей по напряжению [Л. 2].

Нагрузочную способность вентилей по току в указанных типах схем можно повысить при применении уравнительного реактора (УР), дополнительно с которым нередко устанавливается балластное сопротивление или утроитель частоты [Л. 1]. Однако это не всегда приемлемо, так как наряду с ухудшением динамики и снижением к. п. д. выпрямителя, увеличиваются габариты установки, в особенности при глубоком регулировании [Л. 3]. С другой стороны, нагрузочная способность вентилей, например в 12-пульсной параллельной мостовой схеме с УР [Л. 3] такая же, как и в 12-пульсных однополупериодных схемах без УР, так как в последних при одинаковом числе вентилей угол проводимости λ каждого вентиля в 4 раза меньше.

В связи с изложенным представляется целесообразной разработка и применение аналитических приемов для построения предельно простых схем многопульсных выпрямителей различного назначения, которые, в частности, по возможности полнее сочетали бы в себе достоинства как однополупериодных, так и двухполупериодных схем.

В статье рассматривается идеализированное симметричное многопульсное выпрямление трехфазного переменного напряжения с периодичностью m, кратной трем.

В таких выпрямителях возможны два вида симметрии симметричной системы m векторов выпрямляемых напряжений относительно симметричной системы трех векторов фазных напряжений первичной обмотки, условно названных — симметрия 1-го и 2-го вида, при которых вектор напряжения каждой фазы первичной обмотки соответственно совпадает по фазе хотя бы с одним из m векторов или сдвинут относительно одного из них на π/m (относительно одного из них на $\pi/2m$).

Построим $6N$ (N=1, 2, 3 ...) векторов непосредственно выпрямляемых результирующих фазных напряжений $\bar{U}_л$ и $\bar{U}'_л$, равных и сдвинутых один относительно другого по фазе на $\frac{2\pi}{m}=\frac{\pi}{3N}$ (рис. 1).

Допустим, что для получения произвольного вектора $\bar{U}_л$ или $\bar{U}'_л$ достаточно геометрически просуммировать не более двух выбранных в определенном соотношении напряжений. При симметрии 1-го вида, т. е. угол α_N=0 и 2-го вида, т. е. $\alpha'_N=\frac{\pi}{6N}$ (рис. 1) осуществим параллельный перенос соответственно $6(N-1)$ векторов $\bar{U}_л$ и $6N$ векторов $\bar{U}'_л$ для определения векторов суммируемых напряжений, совпадающих каждый с вектором напряжения одной из трех фаз первичной обмотки выпрямителя и условно названных векторами суммируемых напряжений фаз A, B, C.

Из рис. 1 видно, что наличие каждого суммируемого напряжения одной из трех фаз A, B, C служит образованию двух из $6N$ результирующих фазных напряжений. Поэтому каждая из этих фаз содержит N суммируемых напряжений, векторы которых совмещены друг с другом. Совмещение векторов суммируемых напряжений позволяет выявить, что произвольное K-е суммируемое напряжение U_K или U'_K каждой фазы равно сумме K частичных напряжений той же фазы (K=1, 2, 3, ..., N). С другой стороны, K-е суммируемые напряжения фаз A, B, C при каждом виде симметрии должны

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

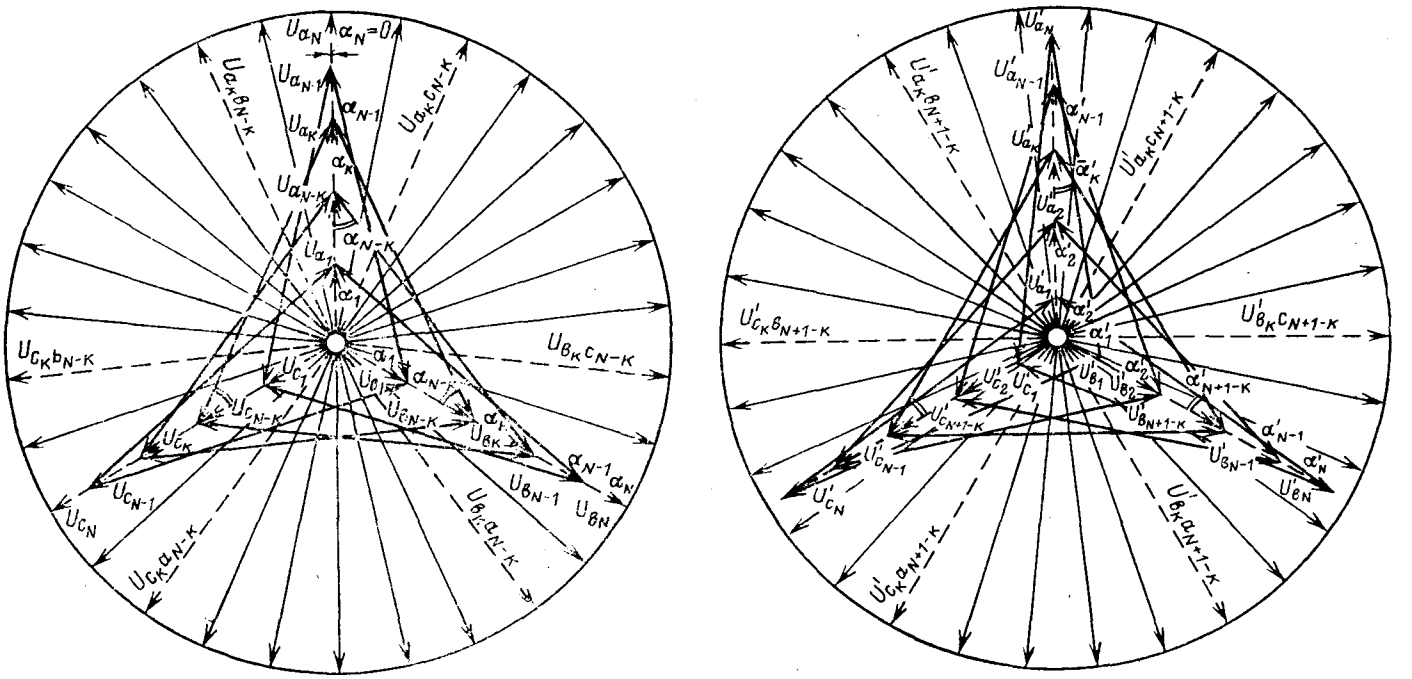


Рис. 1. Векторные диаграммы $6N$ выпрямляемых напряжений с симметрией 1- и 2-го видов.

быть равны между собой, что является следствием этой симметрии. Поэтому значение произвольного частичного напряжения $U_{K,\,K-1}$ или $U'_{K,\,K-1}$ определяется алгебраической разностью K-го и K-1-го суммируемых напряжений.

При симметрии 1-го вида угол α_K между вектором K-го суммируемого напряжения, например, $\overline{U}_{aK}$ и вектором результирующего фазного напряжения $\overline{U}_{a_K b_{N-K}}$ или $\overline{U}_{a_K c_{N-K}}$ равен $\left(\frac{\pi}{3}-\frac{\pi K}{3N}\right)$. Если $K=\frac{N}{2}$, что возможно только при N четном, то $\alpha_K=\alpha_{N-K}=\frac{\pi}{6}$, а $U_K=U_{N-K}$. Из $\Delta a_K 0 b_{N-K}$

$$U_K=U_л\frac{\sin\frac{\pi K}{3N}}{\sin\frac{2\pi}{3}}=U_N\frac{2\sin\frac{\pi K}{3N}}{\sqrt{3}}, \qquad (1)$$

откуда

$$U_{K-1}=U_N\frac{2\sin\frac{\pi(K-1)}{3N}}{\sqrt{3}}.$$

Следовательно,

$$U_{K,\,K-1}=U_K-U_{K-1}=U_N\frac{4\sin\frac{\pi}{6N}}{\sqrt{3}}\cos\frac{\pi(2K-1)}{6N}. \qquad (2)$$

При симметрии 2-го вида угол α'_K между вектором K-го суммируемого напряжения, например $\overline{U}'_{a_K}$, и вектором результирующего фазного напряжения $\overline{U}'_{a_K b_{N+1-K}}$ или $\overline{U}'_{a_K c_{N+1-K}}$ равен $\left[\frac{\pi}{3}-\frac{\pi(2K-1)}{6N}\right]$. Если $K=N+1$, что возможно только при N нечетном, то $\alpha'_K=\alpha_{N+1-K}=\frac{\pi}{6}$, а $U'_K=U'_{N+1-K}$.

Из $\Delta a_N 0 b_1$ и $\Delta a_K 0 b_{N+1-K}$

$$\left.\begin{aligned}U'_л&=U'_N\frac{\sin\frac{2\pi}{3}}{\sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}}=U'_N\frac{\sqrt{3}}{2\sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}};\\ U'_K&=U'_л\frac{\sin\frac{\pi(2K-1)}{6N}}{\sin\frac{2\pi}{3}}=U'_N\frac{\sin\frac{\pi(2K-1)}{6N}}{\sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}}.\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Тогда, при $K\neq 1$

$$U'_{K-1}=U'_N\frac{\sin\frac{\pi(2K-3)}{6N}}{\sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}}.$$

Следовательно,

$$U'_{K,\,K-1}=U'_K-U'_{K-1}=U'_N\frac{2\sin\frac{\pi}{6N}}{\sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}}\cos\times\frac{\pi(K-1)}{3N}, \qquad (4)$$

а при $K=1$, $U'_{1,\,0}=U'_1$.

Примем $U_л=U'_л$, тогда

$$U_N=U'_N\frac{\sqrt{3}}{2\sin\frac{\pi(2K-1)}{6N}}, \qquad (5)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

откуда при $N=1$, $U_N=\sqrt{3}U'_N$, а $\lim\limits_{N\to\infty}U_N=U'_N$.

Из (5) следует, что с точки зрения использования по напряжению вентильных обмоток трансформатора только при малых значениях m симметрия 2-го вида практически рациональнее симметрии 1-го вида.

Известно, что при трехфазной сети произвольный вектор $\bar{U}_л$ или $\bar{U}'_л$ может быть получен геометрическим суммированием не только двух, но и трех выбранных в определенном отношении суммируемых напряжений фаз A, B, C:

$$\bar{U}_{a_K b_{N-K}}=\bar{U}_{a_K}-\bar{U}_{b_{N-K}}=-\bar{U}_{b_K}-\bar{U}_{c_K}+\\+\bar{U}_{c_{N-K}}+\bar{U}_{a_{N-K}}; \quad (6)$$

$$\bar{U}'_{a_K b_{N+1-K}}=\bar{U}'_{a_K}-\bar{U}'_{b_{N+1-K}}=-\bar{U}'_{b_K}-\\-\bar{U}'_{c_K}+\bar{U}'_{c_{N+1-K}}+\bar{U}'_{a_{N+1-K}}. \quad (7)$$

Как видно из (6) и (7), соотношение частичных напряжений несмотря на увеличение их общего числа остается прежним. Последнее, естественно, справедливо и в случае последующих преобразований самих результирующих фазных напряжений независимо от способа их получения как, например, в ряде мостовых схем [Л. 4], в которых они уже являются суммируемыми по отношению к выпрямляемым напряжениям.

Что касается рассмотрения $3N$-пульсного выпрямления с симметрией 1-го вида (N — нечетное) или 2-го вида $\left(N=1, 2, 3, \ldots, \alpha'_N=\frac{\pi}{2m}\right)$, то оно равносильно рассмотрению $6N$-пульсного выпрямления с симметрией соответственно 1-го вида при N нечетном или 2-го вида при $N=1, 2, 3, \ldots$, если принять, что наличие каждого суммируемого напряжения фаз A, B, C служит образованию не двух, а лишь одного из результирующих фазных напряжений.

Исходя из вышеизложенного, с учетом (2) и (4) можно сформулировать следующую закономерность: *при трехфазной сети для получения $6N$-пульсного ($N=1, 2, 3, \ldots$) выпрямления с симметрией как 1-го, так и 2-го вида, а также $3N$-пульсного выпрямления с симметрией 1-го (N — нечетное) и 2-го ($N=1, 2, 3, \ldots$) вида необходимо не менее N частичных напряжений в каждой фазе, соотношение которых в случае симметрии 1-го вида равно соотношению значений, принимаемых функцией* $\cos\frac{\pi(2K-1)}{6N}$, *где $K=1, 2, 3, \ldots, N$, а в случае симметрии 2-го вида — соотношению единицы с удвоенными значениями, принимаемыми функцией* $\cos\frac{\pi(K-1)}{3N}$, *где $K=2, 3, 4, \ldots, N$.*

Допустим, что $U_{a_K}=U_{b_K}=U_{c_K}$ или $U'_{a_K}=U'_{b_K}=U'_{c_K}$ — суммируемые напряжения соединенной в звезду вторичной обмотки трансформатора, значение N-го суммируемого, т. е. фазного напряжения разделено отводами на N частичных напряжений (рис. 1).

Для построения $6N$-пульсного выпрямителя можно выполнить на трансформаторе еще одну вторичную обмотку, например, содержащую $N-1$ частичных напряжений в каждой фазе [Л. 5] или идентичную [Л. 6 и 7]. Тогда выводы одной обмотки достаточно соединить с выводами другой через вентили в соответствии с диаграммами построения (рис. 1), причем нагрузку (здесь и далее $R_н$ или $R'_н$ для схем с симметрией соответственно 1-го или 2-го вида) подключить в случае идентичности этих обмоток между их нулевыми выводами [Л. 6] (рис. 2).

Очередность включения тиристоров на рис. 2 соответствует их нумерации, а угол проводимости λ каждого из них равен $\frac{\pi}{3N}$. Каждый тиристор достаточно запускать одиночными управляющими импульсами с частотой напряжения сети. Диапазон изменения угла отпирания α тиристоров равен $\left(\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{6N}\right)$ (см. табл. 1).

Рассмотренные $6N$-пульсные однополупериодные выпрямители (рис. 2) [Л. 6] содержат по существу $2N$ вторичных обмоток в каждой фазе ($2N$ частичных напряжений, помимо напряжения первичной обмотки). Сокращение вторичных частичных напряжений с $2N$ до $2N-1$ [Л. 5] позволяет уменьшить по сравнению с рассмотренными значение $P_т/P_0$ за счет $P_п/P_0$, принимающей значения, равные при $N=1$; 2; 3; 4; 5; 6 соответственно 1,047; 1,431; 1,544; 1,597; 1,628; 1,647. При этом другие данные (табл. 2) этого и однополупериодного выпрямителей с симметрией 2-го вида [Л. 6] совпадают.

В то же время согласно установленной закономерности общее количество частичных напряжений в каждой фазе $6N$-пульсного выпрямителя может быть равно N. Тогда одно из них должно быть напряжением первичной обмотки, а при необходи-

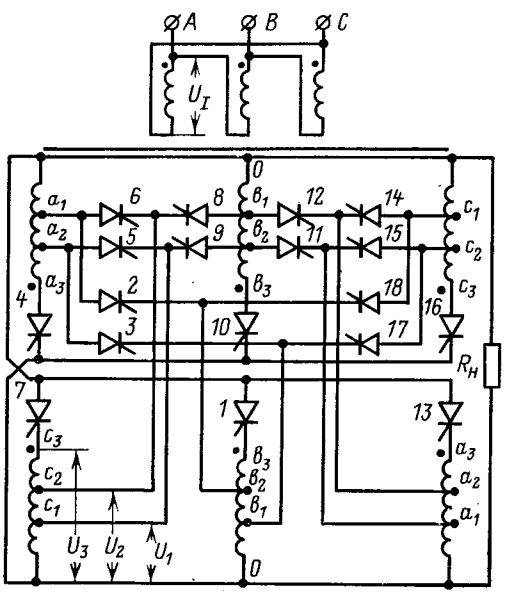


Рис. 2. Принципиальная схема 18-пульсного однополупериодного выпрямителя с симметрией 1-го вида.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 1

Параметр		Расчетные формулы $6N$-пульсного однополупериодного выпрямителя	
		симметрия 1-го вида	симметрия 2-го вида
Напряжение	среднее выпрямленное	$U_0 = U_л \frac{6\sqrt{2}N \sin\frac{\pi}{6N}}{\pi} = U_N \frac{6\sqrt{2}N \sin\frac{\pi}{6N}}{\pi}$ (8)	$U_0 = U'_л \frac{6\sqrt{2}N \sin\frac{\pi}{6N}}{\pi} = U'_N \frac{3\sqrt{6}N \sin\frac{\pi}{6N}}{\pi \sin\frac{\pi(2N-1)}{6N}}$ (9)
	максимальное обратное на вентиле	$U_{об\,m} = U_л 2\sqrt{2}$	$U_{об\,m} = U'_л 2\sqrt{2}$
	на K-м выводе вторичной фазной обмотки (относительно нулевого)	$U_K = U_0 \frac{\pi \sin\frac{\pi K}{3N}}{3\sqrt{6}N \sin\frac{\pi}{6N}}$ (10)	$U'_K = U_0 \frac{\pi \sin\frac{\pi(2K-1)}{6N}}{3\sqrt{6}N \sin\frac{\pi}{6N}}$ (11)
	между выводами K и $K-1$ вторичной фазной обмотки	$U_{K,\,K-1} = U_0 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}N} \cos\frac{\pi(2K-1)}{6N}$ (12)	$U'_{K,\,K-1} = U_0 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}N} \cos\frac{\pi(K-1)}{3N}$, где $K \neq 1$ (13)
Действующее значение тока	в секции между выводами K и $K-1$ вторичной фазной обмотки	$I_{K,\,K-1} = I_в\sqrt{2(N-K)+1} = c_N I_0 \sqrt{\frac{2(N-K)+1}{6N}}$ (14)	$I'_{K,\,K-1} = I_в\sqrt{2(N+1-K)} = c_N I_0 \sqrt{\frac{N+1-K}{3N}}$ (15)
		где $I_в = I_0 \frac{\sqrt{\pi\left(2\pi + m\sin\frac{2\pi}{m}\right)}}{2m\sin\frac{\pi}{m}} \frac{1}{\sqrt{m}} = c_N I_0 \frac{1}{\sqrt{m}}$	
	фазное, первичной обмотки, соединенной в треугольник или звезду с выведенным нулем	$I_I = \sqrt{4\sum_{k=1}^{N}\left(\frac{U_K}{U_I} I_в\right)^2 - 2\left(\frac{U_N}{U_I} I_в\right)^2} = \frac{\sqrt{2}}{3} k_т c_N I_0 \sqrt{2 - \frac{\sqrt{3}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{3N}}{2N}}$ (16)	$I_I = \sqrt{4\sum_{K=1}^{N}\left(\frac{U'_K}{U_I} I_в\right)^2} = \frac{\sqrt{2}}{3} k_т c_N I_0 \sqrt{2 - \frac{\sqrt{3}}{2N\sin\frac{\pi}{3N}}}$ (17)
Расчетная мощность вторичных обмоток		$P_{II} = 6\sum_{K=1}^{N} I_{K,\,K-1} U_{K,\,K-1} = 6\sum_{K=1}^{N} P_{K,\,K-1}$	$P_{II} = 6\sum_{K=1}^{N} I'_{K,\,K-1} U'_{K,\,K-1} = 6\sum_{K=1}^{N} P'_{K,\,K-1}$ (18)

Примечание. I_0 и P_0 — среднее значение выпрямленного тока и мощности; $I_в$ и I_{I0} — действующее значение тока через тиристор и в нулевом проводе первичной обмотки; U_I и (U_N или U_N) — фазное напряжение первичной и вторичной обмотки; $P_т$ и P_I — расчетная мощность трансформатора и его первичной обмотки; $\chi = \frac{P_0}{P_I}$; A и $k_т = \left(\frac{U_л}{U_I}$ или $\frac{U'_л}{U_I}\right)$ — коэффициенты мощности, наклона внешней характеристики и трансформации; c_N — постоянная ($c_1 \div c_6 = 1{,}0008 - 0{,}9994 \approx 1$); U_K и U'_K найдены из (1), (2), (8), а $U_{K,\,K-1}$ и $U'_{K,\,K-1}$ — из (3), (4), (9).

мости согласования напряжения сети с выпрямленными — частью ее напряжения.

Отводы, безусловно, не единственное средство разделения N-го суммируемого напряжения каждой из фаз A, B, C на N частичных напряжений. Рассмотрим связанную с этим возможность построения $6N$-пульсного двухполупериодного выпрямителя, содержащего N вторичных обмоток в каждой фазе (N вторичных частичных напряжений). Если при этом одна из этих обмоток будет включена по замкнутой или разомкнутой схеме, то действующее значение ее тока может быть определено по формулам (14) и (15), помноженным на коэффициент, равный соответственно $\frac{2}{\sqrt{3}}$ или $\sqrt{2}$. Тогда из (18) для 12-пульсной последовательной схемы [Л. 3] с двумя

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 2

Выпрямитель 6N-пульсный	N	Параметр						
		$I_1/I_0k_тc_N$	$I_{I_0}/I_0k_тc_N$	P_I/P_0	P_{II}/P_0	$P_т/P_0$	χ	A
Однополупериодный	1*	0,577 / 0,4714	1 / 0	1,283 / 1,047	1,814 / 1,48	1,548 / 1,263	0,779 / 0,955	1,225 / 0,50
	2	0,527 / 0,502	0,707 / 0,518	1,131 / 1,077	1,762 / 1,647	1,446 / 1,362	0,884 / 0,928	0,949 / 0,486
	3	0,518 / 0,507	0,643 / 0,558	1,105 / 1,081	1,752 / 1,688	1,428 / 1,384	0,905 / 0,925	0,806 / 0,452
	4	0,515 / 0,508	0,62 / 0,572	1,095 / 1,081	1,747 / 1,705	1,421 / 1,393	0,913 / 0,925	0,72 / 0,428
	5	0,513 / 0,509	0,608 / 0,578	1,09 / 1,082	1,745 / 1,714	1,417 / 1,398	0,917 / 0,924	0,664 / 0,409
	6	0,512 / 0,5096	0,601 / 0,58	1,088 / 1,082	1,743 / 1,719	1,415 / 1,4	0,919 / 0,924	0,617 / 0,392
Двухполупериодный	1*	0,577 (0,4714) / 0,4714	1 (0) / 0	1,283 (1,047) / 1,047	1,283 (1,047) / 1,047	1,283 (1,047) / 1,047	0,799 (0,955) / 0,955	1,225 (0,5) / 0,5
	2	0,527 / 0,502 (0,4714)*	0,707 / 0,518 (0)*	1,131 / 1,077 (1,011)*	1,246 / 1,164 (1,047)*	1,183 / 1,12 (1,029)*	0,884 / 0,928 (0,989)*	0,949 / 0,486 (0,345)*
	3	0,518 (0,488) / 0,507	0,643 (0,377) / 0,558	1,105 (1,04) / 1,081	1,239 (1,16) / 1,194	1,172 (1,1) / 1,137	0,905 (0,961) / 0,925	0,806 (0,665) / 0,452
	4	0,515 / 0,508 (0,486)	0,62 / 0,572 (0,357)	1,095 / 1,081 (1,034)	1,235 / 1,206 (1,146)	1,165 / 1,143 (1,09)	0,913 / 0,925 (0,967)	0,72 / 0,428 (0,373)
	5	0,513 (0,493) / 0,509	0,608 (0,438) / 0,578	1,09 (1,048) / 1,082	1,234 (1,186) / 1,212	1,162 (1,117) / 1,147	0,917 (0,954) / 0,924	0,664 (0,598) / 0,409
	6	0,512 / 0,5096 (0,493)	0,601 / 0,58 (0,435)	1,088 / 1,082 (1,047)	1,233 / 1,216 (1,177)	1,16 / 1,149 (1,112)	0,919 / 0,924 (0,955)	0,617 / 0,392 (0,36)

Примечания: 1. В числителе помещены данные рассматриваемых (рис. 2, 3) выпрямителей с симметрией 1-го вида, а в знаменателе — 2-го вида. 2. В скобки заключены данные рассматриваемых (рис. 3) выпрямителей с замкнутым соединением одной из вторичных обмоток. 3. Звездочкой отмечены данные известных схем — частных случаев рассматриваемого построения.

трехфазными вторичными обмотками, одна из которых соединена в звезду, а другая в треугольник, т. е. в данном случае с двумя вторичными частичными напряжениями в каждой фазе, соотношение между которыми равно 1 : $\sqrt{3}$ и соответствует симметрии 2-го вида (в табл. 2 эти данные помечены звездочкой), найдем:

$$P_{II}=\frac{6}{2}\left(\sqrt{2}I'_{1,0}U'_{1,0}+\frac{2}{\sqrt{3}}I'_{2,1}U'_{2,1}\right)=\frac{\pi}{3}P_0.$$

Столь высокий коэффициент использования по мощности замкнутой вторичной обмотки объясняется тем, что при последовательном соединении λ каждой ее фазы должен оставаться равным 360°, поэтому в многопульсной схеме выпрямления, если хотя бы одна из N последовательно включенных вторичных обмоток соединена в замкнутый треугольник, то расчетная мощность этой трехфазной обмотки должна быть равна $\frac{\pi}{3N}P_0$. Допустим, что

$$\frac{6}{2}\frac{2}{\sqrt{3}}P_{K,K-1}=\frac{\pi}{3N}P_0.$$

Это уравнение будет верным, если $K=\frac{N+1}{2}$, что возможно только при N нечетном, т. е. когда $U_K\neq U_{N-K}$. Допустим далее, что

$$\frac{6}{2}\frac{2}{\sqrt{3}}P'_{K,K-1}=\frac{\pi}{3N}P_0.$$

Это уравнение верно, если $K=\frac{N+2}{2}$, что возможно только при N четном, т. е. когда $U'_K\neq U'_{N+1-K}$. Следовательно, при рассматриваемом выпрямлении только одна обмотка с номером $\frac{N+1}{2}$ с фазным напряжением $U_{\frac{N+1}{2}}-U_{\frac{N-1}{2}}=U_0\frac{\pi}{3N\sqrt{2}}$ или обмотка $\frac{N+2}{2}$ с фазным напряжением $U'_{\frac{N+2}{2}}-U'_{\frac{N}{2}}=U_0\frac{\pi}{3N\sqrt{2}}$ при симметрии соответственно 1-го или 2-го вида может быть соединена в треугольник.

Нетрудно аналогично доказать, что только при симметрии 2-го вида и только одна обмотка с фазным напряжением $U'_{1,0}=U_0\frac{\pi}{3N\sqrt{6}}$ может быть соединена в изолированную от других обмоток трехлучевую звезду, так как при коэффициенте, равном $\sqrt{2}$, но не $\frac{2}{\sqrt{3}}$, уравнение

$$\frac{6}{2}\sqrt{2}P'_{K,K-1}=\frac{\pi}{3N}P_0$$

остается верным только при $K=1$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Для той пары разных по напряжению трехфазных обмоток рассматриваемого выпрямителя, в которой в отдельности ни одна обмотка не может быть соединена ни в треугольник, ни в изолированную трехлучевую звезду, возможным типом соединения из известных является шестилучевая звезда.

Построив векторные диаграммы при различных значениях N и рассмотрев сложение векторов частичных напряжений, можно заключить, что этими парами обмоток являются K-я и $(N+1-K)$-я обмотки $\left(\text{где } K \neq \frac{N+1}{2}\right)$ с фазными напряжениями $U_{K,\,K-1}$ и $U_{N+1-K,\,N-K}$ при 1-м виде симметрий, K-я и $(N+2-K)$-я обмотки $\left(\text{где } 1 \neq K \neq \frac{N+2}{2}\right)$ с фазными напряжениями $U'_{K,\,K-1}$ и $U'_{N+2-K,\,N+1-K}$ при 2-м виде симметрии.

Определив таким образом ток, напряжение и группу соединения вторичных обмоток, необходимо соединить их между собой последовательно через вентили и нагрузку так, как показано на рис. 3, *I* или же в строгом соответствии с векторными диаграммами построения [Л. 8, 9] на рис. 1.

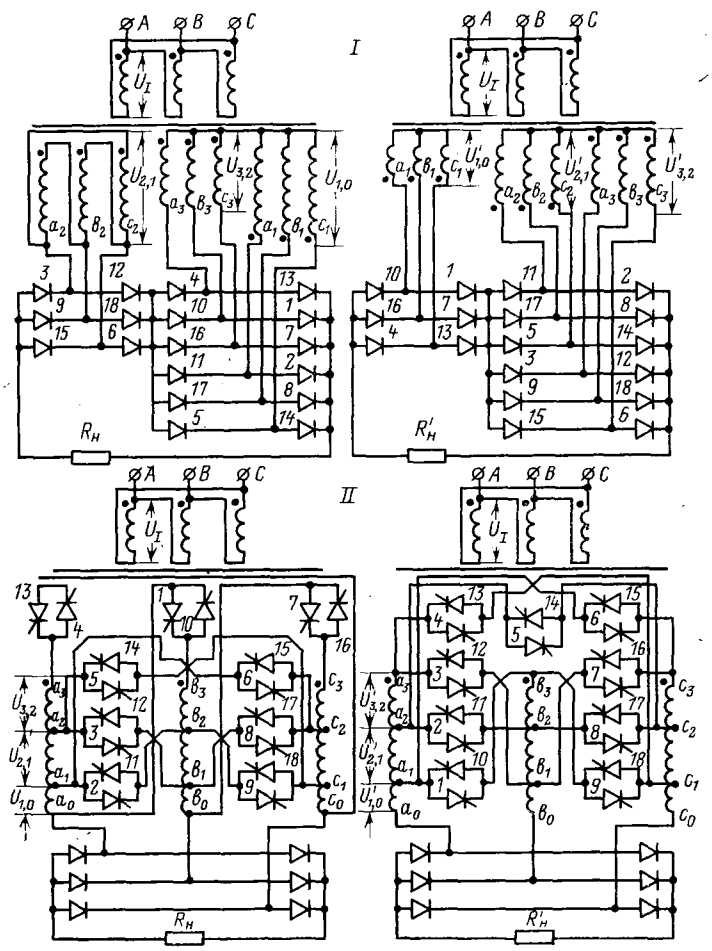


Рис. 3. Принципиальные схемы 18-пульсных двухполупериодных выпрямителей.

I — с последовательным соединением вентильных мостов; *II* — со вторичными обмотками, соединенными в разомкнутую звезду.

Отметим, что при пересоединении замкнутой вторичной обмотки в разомкнутый треугольник, количество частичных напряжений не уменьшается, причем $P_т$ трансформатора принимает значения, промежуточные между разомкнутой и смешанной схемами выпрямителей, так как, например при $N=1$; 3; 5, $P_{II}=1{,}209P_0$; $1{,}215P_0$; $1{,}219P_0$, а при $N=2$, 4, 6—$1{,}128P_0$, $1{,}188P_0$, $1{,}204P_0$.

Максимум обратного напряжения на вентилях, подключенных при симметрии 1-го и 2-го видов к выводам обмоток с напряжениями $U_{1,0}$; $U_{2,1}$; $U_{3,2}$ (рис. 3, *I*) равен соответственно

$\sqrt{6}U_{1,0}=0{,}687U_0$ и $\sqrt{6}U'_{1,0}=0{,}349U_0$; $\sqrt{2}U_{2,1}=0{,}349U_0$ и $\sqrt{2}(U'_{2,1}+U'_{3,2})=0{,}687U_0$; $\sqrt{2}(U_{1,0}+U_{3,2})=0{,}656U_0$ и $\sqrt{2}(U'_{2,1}+U'_{3,2})=0{,}687U_0$, а λ тех же вентилей — 100 и 120°; 120 и 80°; 20 и 40°, причем очередность их включения соответствует нумерации.

Возвращаясь к вышеизложенному, отметим, что в $6N$-пульсных однополупериодных выпрямителях (рис. 2) [Л. 7] значение $U_{об\,m}$ можно снизить, как известно, дополнительными вентилями [Л. 10], включив их, например, по три в разрыв нейтрали каждой вторичной обмотки. Очевидным шагом построения при таком угле зрения может быть слияние в одну одноименных вторичных фазных обмоток. Естественно, что соединение основных вентилей в этом случае должно быть преобразовано из встречно-последовательного во встречно-параллельное (рис. 3, *II*). Тогда $U_{об\,m}=\sqrt{2}U_л$ и $\sqrt{2}U'_л$, а λ каждого вентиля моста равен 120°.

Для устранения в этих двухполупериодных схемах внутреннего короткого замыкания необходимо основные вентили выполнить управляемыми. Тогда, например, тиристор 10 включится не раньше того момента времени, когда потенциал анода тиристора *3* относительно его катода станет отрицательным.

Рассмотренные разомкнутые схемы (рис. 2, 3, [Л. 6]), кроме $N=1$ при симметрии 2-го вида, относятся к несимметричным [Л. 2]. Магнитное равновесие трансформатора в них может быть достигнуто, например, соединением первичной обмотки в звезду с выведенным нулем или треугольник, причем последнее с точки зрения влияния на сеть предпочтительнее. В этом случае непосредственно использовать для расчета потребляемого тока результаты общей теории многофазных схем [Л. 11—13] нельзя, так как геометрическая сумма фазных токов первичной обмотки не равна нулю, причем λ каждой ее фазы, как следует из (14) и (15) при $K=1$, равен соответственно $\frac{2\pi(2N-1)}{3N}$ и 240°.

При этих значениях, принимаемых λ при соответствующем виде симметрии, формулы (16) и (17) справедливы для всякого $6N$-пульсного выпрямителя, так как соотношение между значениями его частичных напряжений должно быть подчинено установленной закономерности.

В случае соединения одной из вторичных обмоток рассмотренного $6N$-пульсного выпрямителя (рис. 3, *I*) в замкнутый треугольник, $i_{I_0}=3(i_I-i_{I_\lambda}-i_{I_\Delta})$, где

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

i_{I_Δ} — мгновенное значение изменяющегося с тройной частотой сети компенсирующего тока треугольника с амплитудой $\frac{2}{3}\sin\frac{\pi}{6N}k_т i_в$; i_{I_λ} — мгновенное значение фазного тока первичной обмотки соединенной в звезду без нулевого провода; i_I, i_{I_0} и $i_в$ — мгновенные значения токов I_I, I_{I_0} и $I_в$. Тогда

$$I_{I_0}=\frac{2}{\sqrt{N}}k_т c_N I_0\times$$

$$\times\sqrt{2\left\{\frac{N}{2}+\frac{1-(-1)^N}{4}\sum_{K=1}\left[\sin\frac{\pi(2K-1)}{6N}-\sin\frac{\pi}{6N}\right]^2\right\}-\frac{1-(-1)^N}{2}\left(\sin\frac{\pi}{6}-\sin\frac{\pi}{6N}\right)^2},$$

откуда согласно [Л. 2]

$$I_I=\sqrt{\left(\frac{I_{I_0}}{3}\right)^2+I^2_{I_\lambda}}.$$

Коэффициент наклона внешней характеристики (табл. 2), рассмотренных $6N$-пульсных выпрямителей с реальным трансформатором, при α=const и условии, что в коммутации участвуют не более двух анодов одновременно [Л. 10] определяется из выражения $A=\frac{2q}{2\pi ab}$, в котором

$$a=\sum_{K=1}^{N}\left(\frac{U_0}{U_K}\right)\text{ или }a=\sum_{K=1}^{N}\left(\frac{U_0}{U'_K}\right);\quad b=\frac{I_I(U_л)}{I_0 k_т(U_N)}$$

(вместо $U_л$ может быть $U'_л$, тогда вместо U_N будет U'_N); $q=3N$ для разомкнутых схем; $q=3N-2$ для замкнутой ($N=1$) и смешанных ($N\neq 1$) схем.

Сопоставление известных [Л. 2 и 4] многопульсных выпрямителей с рассмотренными показывает, что в целом основным недостатком последних является относительно низкое значение χ.

Вместе с тем по конструктивному исполнению трансформатора они значительно проще однотипных известных. Это их основное преимущество.

Так, например, в схемах с последовательным соединением вентильных мостов упрощение достигнуто за счет замены кратного 4 числа вторичных обмоток, соединенных в прямой и обратный зигзаг [Л. 4], вдвое меньшим числом попарно встречно включенных обмоток с разными напряжениями (рис. 3, *I*). Теоретическая ценность такого соединения при $N=2$ (симметрия 1-го вида) заключается в удвоении периодичности при четнофазном мостовом выпрямлении [Л. 14].

Не менее интересна противоречащая известному представлению [Л. 15] возможность получения $3N$-пульсного ($I=N=3, 5, 7, 9, \ldots$) мостового выпрямления, достигаемого (рис. 3, *II*) простым отключением тиристоров с четной или нечетной нумерацией. В случае $3N$-пульсного выпрямления схемы с симметрией 2-го вида (рис. 3, *II* и [Л. 6]) в отличие от 1-го вида, к которому относится и схема на фиг. 238 из [Л. 2], остаются магнитно уравновешенными, а формула (17) — справедливой и для них. При этом необходимо в (9) умножить на $\cos\frac{\pi}{6N}$ числитель, а в (11) и (13) — знаменатель.

Конечное выражение в (15) остается без изменений, а при двухполупериодном выпрямлении множится на $\sqrt{2}$. Поэтому значения P_I/P_0, P_{II}/P_0 и A в табл. 2 увеличиваются в $\frac{1}{\cos\frac{\pi}{6N}}$ раз. Соответственно увеличивается и $P_т/P_0$.

Нечетнопульсные схемы с симметрией 1-го вида ввиду их магнитной неуравновешенности не представляют практического интереса, а $3N$-пульсная схема с симметрией 2-го вида имеет такую же конструкцию трансформатора, как и $6N$-пульсная при том же значении N и том же виде симметрии. С этой точки зрения для $3N$-пульсной схемы с симметрией 2-го вида нечетные значения N предпочтительнее, однако кривая первичного тока такой схемы (рис. 1) в отличие от $6N$-пульсной кроме нечетных содержит и все четные гармоники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Каганов И. П.** Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М.—Л., Госэнергоиздат, 1956.
2. **Шляпошников Б. М.** Игнитронные выпрямители для тяговых подстанций железных дорог. М., Трансжелдориздат, 1947.
3. **Полупроводниковые** выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. М. Мостковой. М., «Энергия», 1967. Авт.: Е. И. Беркович, А. И. Боровой, В. М. Венделанд и др.
4. **Размадзе Ш. М.** Преобразовательные схемы и системы. М., «Высшая школа», 1967.
5. **Аслан-заде А. Г., Мамедов Р. Э.** Трехфазный выпрямитель. А. С. № 471643 (СССР). Опубл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 19.
6. **Абдулаев А. А., Аслан-заде А. Г., Мамедов Р. Э.** Трехфазный выпрямитель. А. С. № 504281 (СССР). Опубл. в бюл.— «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 6.
7. **Абдулаев А. А., Аслан-заде А. Г., Мамедов Р. Э.** Некоторые вопросы применения многопульсных выпрямителей в тиристорных электроприводах. — Доклады к Всесоюзному научно-техническому совещанию автоматическое управление электроприводами и электромеханическими системами. Л., 1974, май, с. 88—92.
8. **Абдулаев А. А., Аслан-заде А. Г.** Преобразователь переменного напряжения в постоянное. А. С. № 520678 (СССР). Опубл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 25.
9. **Абдулаев А. А., Аслан-заде А. Г.** Анализ нечетно-фазного многопульсного выпрямления с несимметричным фазоступенчатым регулированием. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Ч. 4. Киев, ИЭД АН УССР, 1975. 400 с.
10. **Ионные** и электронные преобразователи. Под общ. редакцией М. А. Чернышева. М., Трансжелдориздат, 1961. Авт.: С. Н. Засорин, Н. А. Карш, К. Г. Кучма, М. А. Чернышев.
11. **Чернышев М. А.** Закон первичных токов многофазных мутаторов. — «Электричество», 1940, № 6.
12. **Поссе А. В.** Общие зависимости между входом и выходом многофазных преобразователей. — «Изв. НИИПТ», 1962, № 9.
13. **Поссе А. В.** Общие зависимости, характеризующие работу многофазных преобразователей. — «Электричество», 1963, № 5.
14. **Аслан-Заде А. Г., Мамедов Р. Э.** Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное. А. С. № 540334 (СССР). Опубл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 47.
15. **Глязер А., Мюллер-Любек К.** Теория электронных и ионных преобразователей тока. М., Трансжелдориздат, 1938.

[24.9.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 537.213.001.24

О расчете плоскопараллельных полей в анизотропных средах

Доктор техн. наук КНЯЗЬ А. И.

Одесса

Исследования стационарных электромагнитных полей в кусочно-однородных средах при наличии анизотропии у одной из сред представляют большой практический интерес [Л. 1—3]. Наиболее плодотворной является формулировка задачи расчета с помощью интегральных уравнений [Л. 4], разрешаемых численными методами. В данной статье задача ставится так, что в ряде случаев оказывается возможным получить ее решение в аналитическом виде при достаточно произвольной форме границы. В отличие от [Л. 4] рассматривается также и более общий случай анизотропии. Одновременное рассмотрение электрической и магнитной задач создает необходимую экономию места. Предлагаемый алгоритм основан на использовании комплексных координатных функций.

Рассмотрим плоскопараллельное поле в кусочно-однородной среде при криволинейной границе, делящей плоскость $Z=x+iy$ на внутреннюю (D_i) и внешнюю (D_e) области (рис. 1). Область D_i заполнена однородным изотропным материалом с проницаемостью $\varepsilon_i\mu_i$, а материал области D_e является анизотропным, причем тензоры проницаемостей отражают общий случай ортогональной анизотропии:

$$\hat{\varepsilon}=\begin{Vmatrix}\varepsilon_\alpha & 0\\ 0 & \varepsilon_\beta\end{Vmatrix};\quad \hat{\mu}=\begin{Vmatrix}\mu_\alpha & 0\\ 0 & \mu_\beta\end{Vmatrix}, \tag{1}$$

где α, β — некоторая система криволинейных ортогональных координат.

Источник электромагнитного поля есть комплексная нить — совокупность нити тока и нити зарядов. Один комплексный потенциал

$$W=U+iV$$

будет описывать сразу и электрическую и магнитную задачи:

$$\overline{H}=-\operatorname{grad}\varphi_м;\quad \varphi_м=\frac{I}{2\pi}U;$$

$$\overline{E}=-\operatorname{grad}\varphi_э;\quad \varphi_э=\begin{cases}\dfrac{\tau}{2\pi\varepsilon_i}V_i; & Z\in D_i,\\[2ex] \dfrac{\tau}{2\pi\sqrt{\varepsilon_\alpha\varepsilon_\beta}}V_e; & Z\in D_e.\end{cases} \tag{2}$$

Введем в рассмотрение такую комплексную координатную функцию $\xi+i\eta=\zeta=\zeta(Z)$, чтобы обратная ей функция $Z(\zeta)$, будучи однозначной и n-листной [1], удовлетворяла условию

$$Z(\zeta)=Z(a_k\zeta+b_k),\quad k=2, 3, \ldots, n, \tag{3}$$

где a_k — действительные числа, а b_k — комплексные числа.

Использование функции $\zeta(Z)$ позволяет включить заданную криволинейную границу в состав семейства линий $\eta=C_0$, характеризующего совместно с ортогональным семейством $\xi=C$ функцию $\zeta(Z)$. Эта процедура наиболее просто решается с помощью параметрических уравнений границы [Л. 6]:

$$\left.\begin{aligned}x&=\psi_1(t);\\ y&=\psi_2(t).\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Образование выражения

$$Z=\psi_1(\zeta-iC)+i\psi_2(\zeta-iC)$$

дает однозначную функцию $Z(\zeta)$, которая заведомо удовлетворяет требованию (3), если входящие в (4) функции удовлетворяли равенствам

$$\left.\begin{aligned}\psi_1(t)&=\psi_1(a_kt+b_k);\\ \psi_2(t)&=\psi_2(a_kt+b_k).\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Заметим, что для выполнения условия (3) равенства (5) являются достаточными, но не всегда необходимыми. При n-листности $Z(\zeta)$ обратная ей функция $\zeta(Z)$ является n-значной, в точках граничной линии наблюдается «наложение» значений η, т. е. уравнение границы есть

$$\eta=C_{0j},\ j=1, 2, \ldots, n. \tag{6}$$

Кроме того, одной точке Z_0 на плоскости Z, где расположен источник, соответствует q точек на плоскости ζ, через которые проходят нити. Итак, использование комплексной координатной функции, удовлетворяющей (3), позволяет свести исходную задачу с криволинейной границей к канонической задаче, содержащей q источников — нитей и n параллельных прямых (6). На рис. 2,*а* в качестве примера указана задача с границей в виде параболы и соответствующая ей каноническая задача, содержащая две прямые границы и две нити (рис. 2,*б*). Связь между этими задачами устанавливается координатной функцией $Z=\zeta^2$, удовлетворяющей условию (3) в форме:

$$Z(\zeta)=Z(-\zeta).$$

В области D_i имеют место уравнения

$$U''_\xi+U''_\eta=0;\quad V''_\xi+V''_\eta=0.$$

В анизотропной области D_e уравнения

$$\operatorname{div}(\hat{\varepsilon}\overline{E})=0,\quad \operatorname{div}(\hat{\mu}H)=0$$

перепишем с использованием тех ортогональных координат α, β, которые связаны с тензорами проницаемостей (1):

$$\left.\begin{aligned}\left(\frac{h_\beta}{h_\alpha}\mu_\alpha U'_\alpha\right)'_\alpha+\left(\frac{h_\alpha}{h_\beta}\mu_\beta U'_\beta\right)'_\beta&=0;\\ \left(\frac{h_\beta}{h_\alpha}\varepsilon_\alpha V'_\alpha\right)'_\alpha+\left(\frac{h_\alpha}{h_\beta}\varepsilon_\beta V'_\beta\right)'_\beta&=0,\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

где h_α, h_β — коэффициенты Ламе

$$h_\alpha=|\operatorname{grad}\alpha|^{-1};\quad h_\beta=|\operatorname{grad}\beta|^{-1}.$$

Задавая связь между координатами α, β, и x, y функцией

$$\left.\begin{aligned}\frac{\alpha}{C_\alpha}+i\frac{\beta}{C_\beta}&=f(x+iy);\\ \frac{C^2_\alpha}{C^2_\beta}=\frac{\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\alpha}&=\frac{\mu_\beta}{\mu_\alpha}=\text{const},\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

превращаем уравнения (7) в уравнения Лапласа

$$U''_\alpha+U''_\beta=0;\quad V''_\alpha+V''_\beta=0.$$

Итак, введя для среды D_i комплексную координату $\zeta=\xi+i\eta$, а для среды D_e комплексную координату $\gamma=\alpha+i\beta$, пришли к задаче нахождения комплексного потенциала W как кусочно-аналитической функции

$$W=\begin{cases}W_i(\zeta), & \zeta\in D_i,\\ W_e(\gamma), & \gamma\in D_e.\end{cases}$$

На границе (6) условия непрерывности касательных составляющих напряженностей и нормальных составляющих индукции на основе (2) приведут к граничным уравнениям (см. приложение 1):

$$V'_{i\xi}=\frac{\varepsilon_i}{\sqrt{\varepsilon_\alpha\varepsilon_\beta}}(V'_{e\alpha}\alpha'_\xi+V'_{e\beta}\beta'_\xi),\quad U'_{i\xi}=U'_{e\alpha}\alpha'_\xi+U'_{e\beta}\beta'_\xi,$$

[1] За исключением дробно-линейной функции все однозначные функции $Z(\zeta)$ являются многолистными [Л. 5].

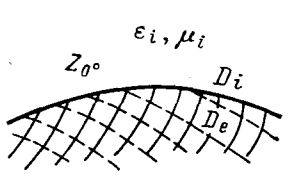


Рис. 1.

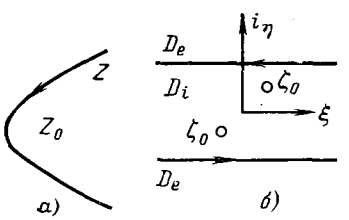


Рис. 2.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$V'_{i\eta}=\sqrt{\frac{\varepsilon_\alpha}{\varepsilon_\beta}}\alpha'_\eta V'_{e\alpha}+\sqrt{\frac{\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\alpha}}\beta'_\eta V'_{e\beta},\quad U'_{i\eta}=$$
$$=\frac{\mu_\alpha}{\mu_i}\alpha'_\eta U'_{e\alpha}+\frac{\mu_\beta}{\mu_i}\beta'_\eta U'_{e\beta}. \qquad (9)$$

Поскольку составляющие комплексного потенциала в средах связаны между собой уравнениями Коши — Римана:

$$U'_{i\xi}=V'_{i\eta};\ U'_{i\eta}=-V'_{i\xi};$$
$$U'_{e\alpha}=V'_{e\beta};\ U'_{e\beta}=-V'_{e\alpha},$$

то система (9) будет совместна при выполнении соотношений

$$\varepsilon_i\mu_i=\mu_\alpha\varepsilon_\beta=\mu_\beta\varepsilon_\alpha;\ \alpha'_\xi=\sqrt{\frac{\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\alpha}}\beta'_\eta;\quad d'_\eta=$$
$$=-\sqrt{\frac{\varepsilon_\beta}{\varepsilon_\alpha}}\beta'_\xi,$$

которые следует автоматически из (8) и из уравнения связи координатных функций

$$x+iy=Z=Z(\xi+i\eta)=Z\left(\frac{\alpha}{C_\alpha}+i\frac{\beta}{C_\beta}\right).$$

Вводя для производной комплексного потенциала свое обозначение $iw'_{i\zeta}(\zeta)=w_i(\zeta)=u_i+iv_i$, $u_e+iv_e=w_e(\gamma)=iw'_{e\gamma}(\gamma)$, можно переписать условия (9) в виде одного комплексного равенства

$$w_i=(p\alpha'_\xi+i\beta'_\xi)u_e+i(\alpha'_\xi+ip\beta'_\xi)v_e, \qquad (10)$$

где

$$p=\frac{\varepsilon_i}{\sqrt{\varepsilon_\alpha\varepsilon_\beta}}=\frac{\sqrt{\mu_\alpha\mu_\beta}}{\mu_i},\quad 0\leqslant p\leqslant\infty.$$

Итак, поставленная электромагнитная задача свелась к краевой задаче теории функций комплексного переменного: найти кусочно-аналитическую функцию

$$w=\begin{cases}w_i(\zeta) & \zeta\in D_i;\\ w_e(\gamma) & \gamma\in D_e,\end{cases} \qquad (11)$$

удовлетворяющую на граничных прямых (6) условию (10). Если разыскивать потенциал W_c как сумму первичного (известного) потенциала поля в свободном от границ пространстве и вторичного потенциала W, т. е. для производных суммарного комплексного потенциала

$$w_{ic}=w_{0i}+w_i,\ w_{ec}=w_{0e}+w_e,$$

то для производной вторичного потенциала имеем вместо (10) условие

$$w_i=au_e+ibv_e+g;\quad a=p\alpha'_\xi+i\beta'_\xi;$$
$$b=\alpha'_\xi+ip\beta'_\xi;\quad g=u_{0e}a-u_{0i}+iv_{0e}b-iv_{0i}. \qquad (12)$$

Если кроме w_e использовать комплексно-сопряженную величину $\overline{w}_e$, т. е. $u_e=\frac{1}{2}(w_e+\overline{w}_e)$, $iv_e=\frac{1}{2}(w_e-\overline{w}_e)$, то можно переписать граничное условие (12) в форме, наиболее близкой[2] к условию обобщенной задачи сопряжения (Римана) со смещением ([Л. 7], с. 477):

$$w_i(\zeta)=A(\gamma)w_e(\gamma)+B(\gamma)\overline{w}_e(\gamma)+g(\gamma);$$
$$A=\frac{1}{2}(a+b)=\frac{1}{2}(p+1)\gamma'_\zeta;\ B=\frac{1}{2}(a-b)=$$
$$=\frac{1}{2}(p-1)\overline{\gamma}'_\xi. \qquad (13)$$

Итак, рассматриваемую электромагнитную задачу можно формулировать по (11) и (13) как граничную задачу теории аналитических функций, что открывает возможности использования многочисленных результатов этой теории [Л. 7] в практике электромагнитных расчетов. К сожалению, прямых результатов по задаче с граничным условием (13) нет. Общий путь решения граничных задач [Л. 8] состоит в нахождении решения в виде интеграла типа Коши с неизвестной плотностью и составлении по граничному условию и формулам Сохоцкого интегрального уравнения для искомой плотности. Рассмотрим здесь путь решения задачи (11), (13) в одном частном случае, когда координаты ξ, η и α, β связаны между собой линейной зависимостью:

$$\frac{\alpha}{C_\alpha}+i\frac{\beta}{C_\beta}=(1+iC)(\xi+i\eta);\quad C_\alpha, C_\beta, C=\text{const}. \qquad (14)$$

Соотношение (14) охватывает множество геометрических вариантов линий, касательных к осям анизотропии, и форм границ, как, например, изображенных на рис. 3. При выполнении (14) коэффициенты a, b, входящие в (12) или (13), будут постоянными числами:

$$a=pC_\alpha+iC_\beta C;\ b=C_\alpha+ipC_\beta C.$$

В соответствии с (10) общая каноническая задача содержит n параллельных прямых. Подобно тому, как решается задача Римана [Л. 8], будем решать задачу (11) и (12) с помощью интеграла Коши и формул Сохоцкого. А именно размещаем по граничным линиям слой вторичных источников с неизвестной комплексной плотностью $\dot{\sigma}(\zeta_L)$, и находим производную комплексного потенциала от этих источников по формуле Коши:

$$w_i(\zeta)=i\int_L\frac{\dot{\sigma}(\zeta_L)\,d\zeta_L}{\zeta_L-\zeta},\quad w_e(\gamma)=i\int_L\frac{\dot{\sigma}(\gamma_L)\,d\gamma_L}{\gamma_L-\gamma}.$$

Предельные значения слева (D_i) и справа (D_e) от границы вычисляются по формулам Сохоцкого:

$$w_i=-\pi\dot{\sigma}(\xi)+i\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}(\xi_L)\,d\xi_L}{\xi_L-\xi};$$
$$w_e=\pi\dot{\sigma}(\xi)+i\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}(\xi_L)\,\gamma'_{\xi L}d\xi_L}{\gamma_L-\gamma}. \qquad (15)$$

В формулах (15) учтено, что L есть прямая $\eta=C$, идущая слева направо (область D_i выше области D_e). В общем случае имеется n прямых, половина из них идет справа налево, т. е. чередуются направления этих линий. Присвоив первым прямым нечетные номера, а вторым четные номера, имеем:

$$w_i(\zeta)=i\sum_{k=1}^{n}(-1)^{k-1}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}_k d\xi_k}{\zeta_k-\zeta};$$
$$w_e(\gamma)=i\sum_{k=1}^{n}(-1)^{k-1}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}_k\gamma'_{\xi_k}d\xi_k}{\gamma_k-\gamma}, \qquad (16)$$

а для предельных значений на k-й границе

$$w_{ik}=-\pi\dot{\sigma}_k-i\sum_{j=1}^{n}(-1)^j\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}_j d\xi_j}{\zeta_j-\zeta_k};$$
$$w_{ek}=\pi\dot{\sigma}_k-i\sum_{j=1}^{n}(-1)^j\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\dot{\sigma}_j\gamma'_{\xi_j}d\xi_j}{\gamma_j-\gamma_k}. \qquad (17)$$

С учетом представления комплексной плотности $\dot{\sigma}_k$ в виде суммы действительной и мнимой частей

$$\dot{\sigma}_k=\theta_k(\xi_k)+i\vartheta_k(\xi_k)$$

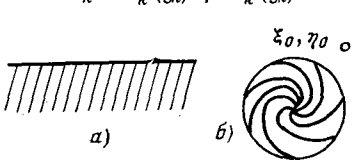


Рис. 3.

[2] Рассмотрение характера некоторого отличия этих граничных условий выходит за рамки данной статьи.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

и с учетом (14) можно переписать (17) в виде

$$\left.\begin{aligned}
u_{ik} &= -\pi\theta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(\eta_j-\eta_k)\,\theta_j - (\xi_j-\xi_k)\,\vartheta_j}{(\xi_j-\xi_k)^2+(\eta_j-\eta_k)^2}\,d\xi_j;\\
v_{ik} &= -\pi\vartheta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(\xi_j-\xi_k)\,\theta_j + (\eta_j-\eta_k)\,\vartheta_j}{(\xi_j-\xi_k)^2+(\eta_j-\eta_k)^2}\,d\xi_j;\\
u_{ek} &= \pi\theta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{C_2(\eta_j-\eta_k)\,\theta_j - [\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]\,\vartheta_j}{[\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]^2+C_2^2(\eta_j-\eta_k)^2}\,d\xi_j;\\
v_{ek} &= \pi\vartheta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{[\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]\,\theta_j + C_2(\eta_j-\eta_k)\,\vartheta_j}{[\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]^2+C_2^2(\eta_j-\eta_k)^2}\,d\xi_j;\\
C_1 &= \frac{C(C^2_\beta-C^2_\alpha)}{C^2_\alpha+C^2C^2_\beta};\quad C_2=\frac{C_\alpha C_\beta(1+C^2)}{C^2_\alpha+C^2C^2_\beta}.
\end{aligned}\right\} \quad (18)$$

Подстановка (18) в (12) приводит к системе $2n$ интегральных уравнений для n неизвестных $\theta_k(\xi_k)$ и n неизвестных $\vartheta_k(\xi_k)$:

$$\left.\begin{aligned}
&\pi(1+pC_\alpha)\,\theta_k - pCC_\beta\pi\vartheta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \times\\
&\times\left(\int_{-\infty}^{\infty}\theta_j K_{j1}\,d\xi_j + \int_{-\infty}^{\infty}\vartheta_j K_{j2}\,d\xi_j\right) = f_{k1};\\
&CC_\beta\pi\theta_k + \pi(1+C_\alpha)\,\vartheta_k - \sum_{j=1}^{n}(-1)^j \times\\
&\times\left(\int_{-\infty}^{\infty}\theta_j K_{j3}\,d\xi_j + \int_{-\infty}^{\infty}\vartheta_j K_{j4}\,d\xi_j\right) = f_{k2};
\end{aligned}\right\} \quad (19)$$

$$\left.\begin{aligned}
K_{j1} &= \frac{-(\eta_j-\eta_k)}{(\xi_j-\xi_k)^2+(\eta_j-\eta_k)^2} + \frac{p[(\eta_j-\eta_k)(C_2C_\alpha - C_1CC_\beta) - (\xi_j-\xi_k)CC_\beta]}{[\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]^2+C^2_2(\eta_j-\eta_k)^2};\\
K_{j2} &= \frac{\xi_j-\xi_k}{(\xi_j-\xi_k)^2+(\eta_j-\eta_k)^2} - \frac{p[(\eta_j-\eta_k)(C_1C_\alpha+C_2CC_\beta)+(\xi_j-\xi_k)C_\alpha]}{[\xi_j-\xi_k+C_1(\eta_j-\eta_k)]^2+C^2_2(\eta_j-\eta_k)^2};\\
K_{j3} &= -K_{j2}\,|_{p=1};\quad K_{j4}=K_{j1}\,|_{p=1},
\end{aligned}\right\} \quad (20)$$

$$\left.\begin{aligned}
f_{k1} &= -u_{0e}(\xi_k)\,pC_\alpha + u_{0i}(\xi_k) + pCC_\beta v_{0e}(\xi_k);\\
f_{k2} &= -v_{0e}(\xi_k)\,C_\alpha + v_{0i}(\xi_k) - CC_\beta u_{0e}(\xi_k).
\end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Производная первичного потенциала поля q нитей есть

$$\dot{w}_0(\zeta_k) = i\sum_{m=1}^{q}\frac{1}{\zeta_{0m}-\zeta_k} = u_0(\xi_k)+iv_0(\xi_k) = -\sum_{m=1}^{q}\frac{\eta_{ik}-\eta_{0m}}{(\xi_k-\xi_{0m})^2+(\eta_{ik}-\eta_{0m})^2} - i\sum_{m=1}^{q}\frac{\xi_k-\xi_{0m}}{(\xi_k-\xi_{0m})^2+(\eta_k-\eta_{0m})^2}.$$

Очевидно, что ядра (20) интегральных уравнений являются ядрами разностного типа, поэтому систему (19) можно решить строго (аналитически) с помощью интегрального преобразования Фурье. А именно умножаем k-е уравнения из (19) на $\exp(-i\xi_k\omega)d\xi_k$, где ω — действительное число, и интегрируем по ξ_k. Тогда имеем систему алгебраических уравнений для изображений $\bar{\theta}_k(\omega)$, $\bar{\vartheta}_k(\omega)$ (см. приложение 2):

$$\left.\begin{aligned}
&(1+pC_\alpha)\,\bar{\theta}_k - pCC_\beta\bar{\vartheta}_k + \sum_{j=1}^{n}(A_{kj}\bar{\theta}_j + B_{kj}\bar{\vartheta}_j) = M_{k1}(\omega);\\
&CC_\beta\bar{\theta}_k + (1+C_\alpha)\,\bar{\vartheta}_k + \sum_{j=1}^{n}(C_{kj}\bar{\theta}_j + D_{kj}\bar{\vartheta}_j) = M_{k2}(\omega),
\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

где

$$A_{kj} = (-1)^j[\gamma_{kj}e^{-|\eta_k-\eta_j||\omega|} - p\left(\gamma_{kj}C_\alpha + CC_\beta\frac{i\omega}{|\omega|}\right)\times e^{-C_2|\eta_k-\eta_j||\omega|+i\omega C_1(\eta_k-\eta_j)}];$$

$$B_{kj} = (-1)^j\left[-\frac{i\omega}{\omega}e^{-|\eta_k-\eta_j||\omega|} - p\left(CC_\beta\gamma_{kj} - C_\alpha\frac{i\omega}{|\omega|}\right)\times e^{-C_2|\eta_k-\eta_j||\omega|+i\omega C_1(\eta_k-\eta_j)};\right.$$

$$C_{kj} = -B_{kj}\,|_{p=1};\quad D_{kj} = A_{kj}\,|_{p=1};\quad \gamma_{kj} = \frac{\eta_k-\eta_j}{(\eta_k-\eta_j)} = \begin{cases}1 & \eta_k>\eta_j;\\ 0 & \eta_k=\eta_j;\\ 1 & \eta_k<\eta_j;\end{cases}$$

$$M_{k1} = \frac{1}{\pi}[\bar{u}_{0i}(\omega) - pC_\alpha\bar{u}_{0e}(\omega) + pCC_\beta v_{0e}(\omega)];$$

$$M_{k2} = \frac{1}{\pi}[\bar{v}_{0i}(\omega) - C_\alpha\bar{u}_{0e}(\omega) - CC_\beta\bar{u}_{0e}(\omega)].$$

Решая систему (22), находим $\bar{\theta}_k(\omega)$, $\bar{\vartheta}_k(\omega)$, после чего определяются плотности вторичных источников

$$\dot{\sigma}_k(\xi_k) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}[\bar{\theta}_k(\omega)+i\bar{\vartheta}_k(\omega)]\,e^{i\omega\xi_k}d\omega, \quad (23)$$

а значит, по (16) и производная комплексного потенциала. Ввиду ограниченности места соответствующие выкладки не описываются.

Пример. Пусть граница будет окружностью, а оси анизотропии касательны к спиралям (рис. 3,*б*). Комплексная координатная функция $Z(\zeta)$ задается уравнением $Z=\exp(i\zeta)$, которое удовлетворяет условию (3) в виде:

$$Z(\zeta) = Z(\zeta+2m\pi),\ m=\pm1,\ \pm2,\ \ldots \quad (24)$$

В силу (24) граница $\eta=\eta_0$ в канонической задаче является одной прямой. Но каноническая задача содержит бесконечную решетку нитей — источников ($q=\infty$). Решая систему (22), имеем для $\bar{\theta}(\omega)$ и $\bar{\vartheta}(\omega)$:

$$\left.\begin{aligned}
&\bar{\theta}(\omega) = T_1 f(\omega);\quad \bar{\vartheta}(\omega) = T_2 f(\omega);\quad f(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-(\eta_0)(\omega)-i\omega(\xi_0+2m\pi)};\\
&T_1 = \frac{1}{D}[N_1(1+C_\alpha+i\gamma_\omega CC_\beta) - N_2(i\gamma_\omega - i\gamma_\omega pC_\alpha - pCC_\beta)] = \text{const};\\
&T_2 = \frac{1}{D}[N_2(1+pC_\alpha+i\gamma_\omega pCC_\beta) - N_1(CC_\beta - i\gamma_\omega + i\gamma_\omega C_\alpha)] = \text{const};
\end{aligned}\right\} \quad (25)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$N_1 = \frac{1}{C_\alpha (1+C^2)} \{\gamma_0 [C_\alpha (1-p) + C^2 (C_\alpha - pC_\beta)] + \\ + piC (C_\beta - C_\alpha) \gamma_\omega\}; \quad N_2 = \frac{C (C_\alpha - C_\beta)}{C_\alpha (1+C^2)} (\gamma_0 + iC\gamma_\omega); \\ D = 2C_\alpha (1+p) + 4i\gamma_\omega pCC_\alpha C_\beta; \quad \gamma_\omega = \frac{\omega}{|\omega|}; \quad \gamma_0 = \frac{\eta_0}{|\eta_0|}.$$

Подстановка (25) в (23), а затем в (16) дает окончательно решение задачи рис. 3,*б*:

$$w_i(\zeta) = i \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\dot{\sigma}(\xi_L)\, d\xi_L}{\xi_L - \zeta}; \quad w_e(\gamma) = \\ = i \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\dot{\sigma}(\xi_L)(C_\alpha + iCC_\beta)\, d\xi_L}{\xi_L (C_\alpha + iCC_\beta) - \gamma};$$

$$\dot{\sigma}(\xi_L) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{T^-}{i[\xi_L - (\xi_0 + 2m\pi)] + (\eta_0)} - \right. \\ \left. - \frac{T^+}{i[\xi_L - (\xi_0 + 2m\pi)] - |\eta_0|} \right\},$$

$$T = T_1 + iT_2, \quad T^- = T|_{\gamma_\omega = -1}, \quad T^+ = T|_{\gamma_\omega = 1}.$$

Приложение 1. Исходим из равенств

$$E_{i\xi} = E_{e\xi}, \quad H_{i\xi} = H_{e\xi}, \quad D_{i\eta} = D_{e\eta}, \quad B_{i\eta} = B_{e\eta}.$$

Подстановка (2) дает

$$V'_{i\xi} = \frac{\varepsilon_i}{\sqrt{\varepsilon_\alpha \varepsilon_\beta}} V'_{e\xi} = \frac{\varepsilon_i}{\sqrt{\varepsilon_\alpha \varepsilon_\beta}} (V'_{e\alpha}\alpha'_\xi + V'_{e\beta}\beta'_\xi);$$

$$U'_{i\xi} = U'_{e\xi} = U'_{e\alpha}\alpha'_\xi + U'_{e\beta}\beta'_\xi.$$

Поскольку

$$D_{e\eta} = \overline{D}_e \overline{\eta}^0 = (\varepsilon_\alpha E_\alpha \overline{\alpha}^0 + \varepsilon_\beta E_\beta \overline{\beta}^0) \cdot \overline{\gamma}_1^0,$$

$$\overline{\alpha}^0 = \frac{\nabla\alpha}{|\nabla\alpha|} = \frac{\alpha'_\xi \overline{\xi}^0 + \alpha'_\eta \overline{\eta}^0}{\sqrt{\alpha'^2_\xi + \alpha'^2_\eta}}; \quad \overline{\beta}^0 = \frac{\beta'_\xi \overline{\xi}^0 + \beta'_\eta \overline{\eta}^0}{\sqrt{\beta'^2_\xi + \beta'^2_\eta}};$$

$$D_{e\eta} = \frac{\varepsilon_\alpha E_\alpha \alpha'_\eta}{\sqrt{\alpha'^2_\xi + \alpha'^2_\eta}} + \frac{\varepsilon_\beta E_\beta \beta'_\eta}{\sqrt{\beta'^2_\xi + \beta'^2_\eta}} = \\ = -\frac{1}{h_\xi} \left(\varepsilon_\alpha \alpha'_\eta \frac{\partial \varphi_{\text{эе}}}{\partial \alpha} + \varepsilon_\beta \beta'_\eta \frac{\partial \varphi_{\text{эе}}}{\partial \beta} \right),$$

$$h_\xi = h_\alpha \sqrt{\alpha'^2_\xi + \alpha'^2_\eta} = h_\beta \sqrt{\beta'^2_\xi + \beta'^2_\eta} = h_\eta = \frac{1}{|\nabla\xi|} = \frac{1}{|\nabla\eta|};$$

$$B_{e\eta} = -\frac{1}{h_\xi} \left(\mu_\alpha \alpha'_\eta \frac{\partial \varphi_{\text{ме}}}{\partial \alpha} + \mu_\beta \beta'_\eta \frac{\partial \varphi_{\text{ме}}}{\partial \beta} \right);$$

$$D_{i\eta} = -\frac{\varepsilon_i}{h_\xi} \frac{\partial \varphi_{\text{э}i}}{\partial \eta}; \quad B_{i\eta} = -\frac{\mu_i}{h_\xi} \frac{\partial \varphi_{\text{м}i}}{\partial \eta},$$

то с учетом (2) имеем еще два последних равенства (9).

Приложение 2. Изображения $\overline{\theta_k}(\omega)$, $\overline{\vartheta_k}(\omega)$, $\overline{u_0}(\omega)$, $\overline{v_0}(\omega)$ и их оригиналы $\theta_k(\xi_k)$, $\vartheta_k(\xi_k)$, $u_0(\xi_k)$, $v_0(\xi_k)$ связаны между собой обычными соотношениями:

$$\overline{f_k}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_k(\xi_k)\, e^{-i\xi_k \omega}\, d\xi_k; \quad f_k(\xi_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{f_k}(\omega)\, e^{i\xi_k \omega} d\omega;$$

поэтому

$$\overline{u}_{0i}(\omega) = -\pi \sum_{m=1}^{q} \frac{\eta_k - \eta_{0m}}{|\eta_k - \eta_{0m}|} e^{-|\eta_k - \eta_{0m}||\omega| - i\omega\xi_{0m}};$$

$$\overline{v}_{0i}(\omega) = \pi i \sum_{m=1}^{q} \frac{\omega}{|\omega|} e^{-|\eta_k - \eta_{0m}||\omega| - i\omega\xi_{0m}}.$$

В двойном интеграле, который получается при интегрировании (19) по ξ_k, можно изменить порядок интегрирования, что допустимо в силу непрерывности и абсолютной интегрируемости ядра, после чего находим:

$$(-1)^{j-1} (\eta_j - \eta_k) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-i\xi_k \omega} d\xi_k}{(\xi_j - \xi_k)^2 + (\eta_j - \eta_k)^2} = \\ = (-1)^j \frac{(\eta_k - \eta_j)}{|\eta_k - \eta_j|} \pi e^{-|\eta_k - \eta_j||\omega| - i\omega\xi_j};$$

$$(-1)^{j-1} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(\xi_j - \xi_k)\, e^{-i\omega\xi_k} d\xi_k}{(\xi_j - \xi_k)^2 + (\eta_j - \eta_k)^2} = \\ = (-1)^j \frac{\pi i \omega}{|\omega|} e^{-|\eta_k - \eta_j||\omega| - i\omega\xi_j}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Нетушил А. В.** Электрические поля в анизотропных средах. — «Электричество», 1950, № 3.

2. **Нетушил А. В.** Электромагнитные поля в анизотропных средах. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1962, № 5.

3. **Демирчян К. С., Кияткин Р. П., Новгородцев А. Б.** Моделирование электрических полей в анизотропных кристаллах. — «Электричество», 1972, № 7.

4. **Тозони О. В., Маергойз И. Д.** Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев, «Техника», 1974.

5. **Привалов И. И.** Введение в теорию функций комплексного переменного. Гостехиздат, 1945.

6. **Савелов А. А.** Плоские кривые. М., Физматгиз, 1960.

7. **Мусхелишвили Н. И.** Сингулярные интегральные уравнения. М., «Наука», 1968.

8. **Гахов Ф. Д.** Краевые задачи. М., Физматгиз, 1963.

[19.11.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Из опыта работы

УДК 621.316.925:621.318.57

Анализ характеристик измерительного релейного органа на операционном усилителе в интегральном исполнении

Инж. ГРЕЧУХИН В. Н., канд. техн. наук ТАРШИС А. С.

Энергосетьпроект, Горький

В настоящее время наметилась тенденция к применению интегральных микросхем в технике релейной защиты. Это связано с большей (на один — два порядка) надежностью интегральных микросхем по сравнению с аналогичными схемами на дискретных компонентах [Л. 1]. Применение микросхем в ряде случаев дает возможность получить лучшие характеристики защит при одновременном уменьшении потребления по входным цепям и габаритов устройств.

Измерительный релейный орган (*РО*) является преобразователем непрерывного управляющего сигнала в дискретное управляющее воздействие и во многом определяет характеристики защиты.

Релейные органы на основе двухкаскадного усилителя на транзисторах и различных его модификаций [Л. 2 и 3] не получили распространения по ряду причин: невозможности обеспечения одновременно высоких входного сопротивления и коэффициента возврата РО, сильного влияния сопротивлений источника сигнала и нагрузки на параметры срабатывания и возврата РО, индивидуального подбора термокомпенсирующих цепей, неприемлемого для серийного производства.

Лучшие и более стабильные характеристики могут быть достигнуты при выполнении РО на основе усилителей с высоким коэффициентом усиления, например, на операционных усилителях (ОУ). Рассмотрим ОУ на интегральной микросхеме типа 140УТ2, некоторые из параметров которой следующие [Л. 4]:

коэффициент усиления противофазных сигналов (k_1) составляет от 30 до 160 тыс;

входное сопротивление $\geqslant$300 кОм;

изменение напряжения смещения нуля при изменении температуры составляет $\pm$20 мкВ/°С;

изменение разности входных токов $\pm$3,0 нА/°С;

диапазон рабочих температур от —60 до +125°С;

напряжение питания ОУ может быть от $\pm$6 до $\pm$12,6 В.

Статья посвящена решению вопросов, возникающих при проектировании и практическом использовании РО на ОУ.

К таким вопросам относятся: учет нелинейности проходной характеристики ОУ и выбор аппроксимирующей функции, которая однозначно характеризовала бы его во всех режимах работы (изменения нагрузки, напряжения питания), выбор эквивалентной схемы замещения для оценки влияния электрических характеристик ОУ на параметры РО. Реализация аппроксимирующей функции в схеме замещения РО и получение расчетных выражений пороговых величин РО (напряжений и токов срабатывания и возврата, ширины петли гистерезиса), а также выражений для входных сопротивлений РО должна быть осуществлена во всем диапазоне изменений входных сигналов. Кроме того, необходим анализ погрешностей РО и его временных характеристик, а также расчетное и экспериментальное определение параметров срабатывания и возврата.

Проведем анализ РО по схеме рис. 1 с учетом следующих допущений:

влияние изменения напряжения питания на коэффициент k_1 не учитываем, а напряжение питания при использовании ОУ в качестве РО предполагаем достаточно стабильным;

пренебрегаем временными дрейфами напряжения смещения нуля и входных токов;

за состояние логического нуля принимаем $-E_{вых.м}$, а за состояние логической единицы — $+E_{вых.м}$, считая, что выходное напряжение ОУ симметрично относительно средней точки источников питания;

считаем, что ОУ является усилителем противофазных сигналов, а коэффициент усиления синфазных сигналов k_2 равен нулю.

Последнее из допущений может быть сделано потому, что усилительные свойства ОУ по отношению к синфазному сигналу являются следствием несовершенства схемы и (или) технологии; у качественных ОУ обычно $k_2 < k_1$ на 60—100 дБ. Коэффициент усиления k_1 определяется как отношение выходного напряжения ОУ к входному на линейном участке проходной характеристики. Можно записать в соответствии со схемой замещения ОУ, показанной на рис. 2 пунктиром, связь между входным напряжением U_9 и выходной э. д. с. E_4:

$$E_{вых} = E_4 = k_1 U_9. \qquad (1)$$

Областью использования соотношения (1) при расчетах являются различные применения ОУ в линейном режиме работы. Для анализа поведения элемента с гистерезисом важен и принципиально необходим [Л. 5 и 6] учет нелинейности проходной характеристики, т. е. учет зависимости k_1 от входного сигнала.

Экспериментально снятая зависимость $E_{вых}$ от $U_{вх}$ приведена на рис. 3. Кривая снята для ОУ на интегральной микросхеме 140УТ2 при напряжении питания $\pm$12 В и построена на рис. 3 в координатах:

$$y = \frac{E_{вых}}{E_{вых.м}}; \quad x = \frac{k_1 U_9}{E_{вых.м}}. \qquad (2)$$

Координатная система (2) позволяет исключить многозначность проходных характеристик ОУ при различных напряжениях питания и сопротивлениях нагрузки. Различные способы аппроксимации характеристик нелинейных элементов рассмотрены в [Л. 5—7]. Из всех функций, применяемых для

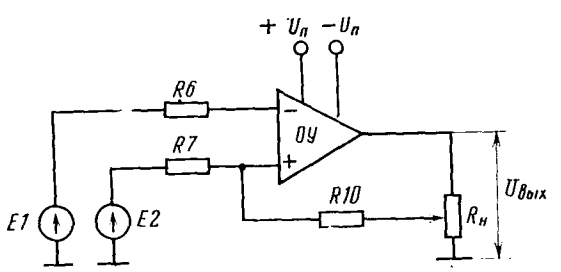


Рис. 1. Принципиальная схема измерительного релейного органа. Обозначения на схеме приняты в соответствии с рис. 2.

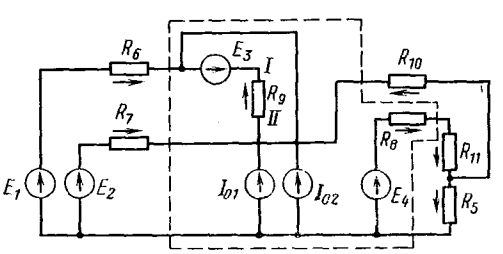


Рис. 2. Схема замещения измерительного релейного органа.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

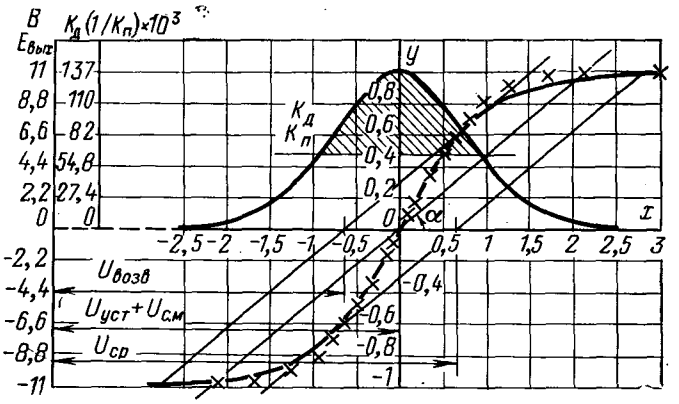


Рис. 3. К расчету параметров измерительного релейного органа.
XXX — экспериментальная зависимость выходной э. д. с. от входного напряжения; *1* — аппроксимация этой зависимости, $K_д$ — дифференциальный коэффициент усиления, $K_п$ — коэффициент передачи цепи обратной связи, $\alpha=\operatorname{arctg} 1/K_п$. Масштабы $E_{вых}$, $K_д$, $K_п$ приведены для конкретного экземпляра интегральной микросхемы 140УТ2 при напряжении питания ±12 В.

аппроксимации, отметим гиперболический тангенс. Эта функция хорошо отображает анодно-сеточную характеристику трехэлектродной лампы [Л. 6], которая совпадает по виду с проходной характеристикой ОУ, и правильно передает изменения крутизны (первой производной) и кривизны (второй производной) характеристики. Применим гиперболический тангенс для аппроксимации проходной характеристики ОУ

$$y=\operatorname{th} x \tag{3}$$

или с учетом (2)

$$E_4=E_{вых.м}\ \operatorname{th} k_1U_9/E_{вых.м}.$$

Аппроксимация вида (3) удовлетворительно описывает проходную характеристику ОУ (рис. 3), правда, переход последней из линейной части в область насыщения является более крутым.

Будем рассматривать РО на ОУ как усилитель с положительной обратной связью. Введем дифференциальный коэффициент усиления $K_д$, отражающий зависимость коэффициента усиления от входного сигнала

$$K_д=\lim_{\Delta U_9\to0}\frac{\Delta E_{вых}}{\Delta U_9}=\frac{dE_{вых}}{dU_9}$$

и равный с учетом аппроксимации проходной характеристики ОУ

$$K_д=k_1/\operatorname{ch}^2 x. \tag{4}$$

Кривая дифференциального коэффициента усиления показана на рис. 3 для аппроксимации по формуле (3).

Коэффициент усиления ОУ с учетом действия положительной обратной связи $K_{о.с}$ может быть записан в виде

$$K_{о.с}=K_д/(1-K_пK_д), \tag{5}$$

где $K_п$ — коэффициент передачи по цепи обратной связи.

Гистерезис в проходной характеристике определяется условием

$$K_пK_д>1. \tag{6}$$

Соотношению (6) на рис. 3 соответствует заштрихованная область, лежащая выше «линии обратной связи». В указанной области устойчивость усилителя с положительной обратной связью нарушается и происходит регенеративное переключение РО из одного состояния в другое. Можно утверждать, что выполнение соотношения (6) приводит не только к наличию гистерезиса, но и к наличию участка с отрицательным сопротивлением во входной характеристике РО.

Схема замещения, приведенная на рис. 2, отображает конечное входное сопротивление ОУ $R_{вх}=R_9\neq\infty$; конечное выходное сопротивление $R_{вых}=R_8\neq0$; наличие входных токов и их различие на величину ΔI:

$$I_{01}=I_0+\Delta I/2,\ I_{02}=I_0-\Delta I/2;$$

наличие смещения нуля, т. е. начального смещения входной характеристики ОУ (генератор E_3). Указанные параметры являются контролируемыми параметрами интегральной микросхемы 140УТ2 и могут быть измерены, как показано, например в [Л. 1].

На схеме рис. 2 показаны источники входных сигналов E_1 и E_2. Такое задание входных сигналов позволяет получить расчетные выражения для РО, применяемого в качестве компаратора (когда, например, E_1 — тормозной, а E_2 — рабочий сигналы), нуль — органа (один из сигналов, задающий величину уставки, равен нулю) или сравнительного органа, когда один из сигналов является постоянной величиной, с которой сравнивается другой сигнал.

Сопротивление нагрузки на схеме рис. 2 представлено в виде суммы сопротивлений R_5 и R_{11}. На схеме замещения принята сквозная нумерация элементов, что облегчает индексацию в уравнениях и формулах. Запишем на основании рис. 2 систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&U_6=E_1-E_3-U_5+U_9+U_{10};\\
&U_7=E_2-U_5+U_{10};\\
&U_8=E_4-U_5-U_{11};\\
&I_5=I_6+I_7+I_8+I_{01}+I_{02};\\
&I_9=-I_6-I_{02};\\
&I_{10}=-I_6-I_7-I_{01}-I_{02};\\
&I_{11}=I_8.
\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

Решив (7), относительно I_6, I_7, I_8 получим:

$$I_6(R_6+R_9+mR_{12})=E_1-(1-m)E_2-E_3-nmE_4-$$
$$-R_9I_{02}-R_{12}m(I_{01}+I_{02}); \tag{8}$$

$$I_7(R_7+R_{12})=E_2-nE_4-R_{12}(I_6+I_{01}+I_{02}); \tag{9}$$

$$I_8(R_8+R_5+R_{11})=E_4-R_5(I_6+I_7+I_{01}+I_{02}), \tag{10}$$

где $n=\dfrac{R_5}{R_5+R_8+R_{11}}$ — коэффициент включения обратной связи;

$R_{12}=R_{10}+(1-n)R_5$ — сопротивление по контуру обратной связи, приведенное к неинвертирующему входу;

$m=\dfrac{R_7}{R_7+R_{12}}$ — коэффициент приведения напряжения к неинвертирующему входу.

Физический смысл коэффициента включения заключается в том, что величина выходного напряжения, подаваемого на вход РО через сопротивление обратной связи, может регулироваться. Таким образом осуществляется регулировка коэффициента возврата РО. Коэффициент включения может изменяться в пределах:

$$0\leqslant n\leqslant\frac{R_5+R_{11}}{R_5+R_8+R_{11}}.$$

Произведение nm является коэффициентом передачи по цепи обратной связи, фигурирующем в выражении (5).

Учитывая аппроксимацию проходной характеристики ОУ, запишем уравнение (8) в виде

$$I_6(R_6+R_9+mR_{12})=E_1-(1-m)E_2-E_3-R_9I_{02}-$$
$$-mR_{12}(I_{01}+I_{02})+nmE_{вых.м}\operatorname{th} x. \tag{11}$$

Из уравнения (11) при фиксированном значении одной э. д. с. E_1 или E_2, задающим величину уставки, для любого значения другой э. д. с. можно определить ток I_6, а из формул (9) (10), (7) — все токи и напряжения в схеме. Трансцендентное уравнение (11) может быть решено методом итераций.

Одной из важных характеристик РО является входное сопротивление. Его можно определить для инвертирующего входа из уравнения (11):

$$R_{вх(-)}=\frac{\partial E_1}{\partial I_6}=R_6+mR_{12}+R_9(1-nmk_1/\operatorname{ch}^2 x). \tag{12}$$

По выражению (12) определяется входное сопротивление для инвертирующего входа на всех участках работы РО. Отметим, что второй член в скобках выражения (12) есть коэффициент усиления по петле обратной связи. Пока указанный коэффициент меньше единицы, входное сопротивление РО положительно и это соответствует участкам до и после срабатывания РО. В ходе регенеративного процесса переключения из одного состояния в другое указанный коэффициент больше единицы, что соответствует участку с отрицательным сопротивлением на входной характеристике РО.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

При определении входного сопротивления для неинвертирующего входа запишем выражение для входного напряжения:

$$U_9 = c[E_2 - E_1 + E_3 - R_6 I_{02} - R_7 (I_6 + I_7 + I_{02})], \quad (13)$$

где

$$c = \frac{R_9}{R_9 + R_6 + R_7}.$$

Учитывая аппроксимацию и выражения (13), (9), получим входное сопротивление для неинвертирующего входа

$$R_{вх(+)} = \frac{\partial E_2}{\partial I_7} = \frac{(R_7 + R_{12}) \operatorname{ch}^2 x - nck_1 R_7 (1 - lm)}{[1 + l(1 - m)] \operatorname{ch}^2 x - nck_1 (1 - lm)}, \quad (14)$$

где

$$l = \frac{R_{12}}{R_6 + R_9 + mR_{12}}.$$

В формулах (12), (14) можно интерпретировать сопротивления R_6 и R_7 как внутренние сопротивления источников сигналов E_1 и E_2 соответственно. Нетрудно видеть, что РО хорошо работает по инвертирующему входу от источника э. д. с. и теряет релейность при подключении источника тока, в то время как по неинвертирующему входу, наоборот, хорошо работает от источника тока и теряет релейность при подключении источника э. д. с. Это различие обусловлено тем, что обратная связь для неинвертирующего входа является параллельной, а для инвертирующего — последовательной.

Из выражения (5) с учетом (12), (14) может быть получено необходимое условие релейного режима работы РО

$$K_n = nm > 1/k_1. \quad (15)$$

В условие (15) входят сопротивления, подключенные к неинвертирующему входу ОУ (R_7, R_{10}, R_5, R_{11}). Этим подчеркивается важная роль величин и соотношений указанных сопротивлений в формировании требуемой характеристики РО. В частности, как при $R_7 = 0$ ($m = 0$), так и при $R_5 = 0$ ($n = 0$) обратная связь отсутствует и РО превращается в усилитель. Следствием условия (15) является ограничение, накладываемое на величину внутреннего сопротивления источника сигнала, подключенного к неинвертирующему входу:

$$R_7 > R_{12}/(nk_1 - 1). \quad (15а)$$

Достаточное условие релейного режима работы РО может быть получено из выражения (12)

$$R_6 < R_9 (nmk_1 - 1) - mR_{12}. \quad (16)$$

Выполнение условий (15), (16) гарантирует наличие гистерезиса в проходной характеристике РО, т. е. релейный режим работы РО. Отметим, что усиление неравенства (15) приводит к увеличению ширины петли гистерезиса в проходной характеристике, т. е. к уменьшению коэффициента возврата РО. Расчеты показывают, что в большинстве случаев применения РО правая часть неравенства (15а) не превышает нескольких десятков ом, а в отдельных случаях сотых долей ома; правая часть неравенства (16) составляет десятки мегаом, а в отдельных случаях и сотни мегаом. Таким образом, диапазон сопротивлений источников сигналов, при которых РО работоспособен, весьма широк.

Ток срабатывания и возврата РО по инвертирующему входу определяется из (12), при равенстве нулю входного сопротивления:

$$I_6 = \pm \frac{E_{вых.м} l_n (+\sqrt{p} + \sqrt{p-1})}{k_1 R_9} - I_{02}, \quad (17)$$

где

$$p = \frac{nmk_1 R_9}{R_6 + R_9 + mR_{12}}.$$

Отметим, что отрицательное сопротивление во входной характеристике РО по инвертирующему входу соответствует значению тока I_6 между двумя корнями (17). При этом наибольшего по модулю значения сопротивление достигает при $x = 0$, а с учетом (17) — при $I_6 = -I_{02}$.

При условии, что E_1 задает величину уставки РО, определим э. д. с. срабатывания и возврата реле E_2, подставив (17) в (11):

$$(1 - m) E_2 = E_1 - E_3 - mR_{12} I_{01} \pm nmE_{вых.м} \operatorname{th} l_n (\sqrt{p} + \sqrt{p-1}) + R_6 I_{02} \pm \pm \frac{(R_6 + R_9 + mR_{12}) E_{вых.м} \ln (\sqrt{p} + \sqrt{p-1})}{k_1 R_9}. \quad (18)$$

Электродвижущей силе срабатывания в формуле (18) соответствует верхний знак, а возврату — нижний. Ток срабатывания и возврата по неинвертирующему входу находится из выражения (9). Коэффициент возврата РО может быть непосредственно определен из выражения (18), и как уже отмечалось, в сильной степени зависит от положения движка на сопротивлении нагрузки $R_н$ рис. 1, а также растет с увеличением R_{10}. Мощность срабатывания и возврата для каждого входа РО определяется как произведение соответствующих тока и напряжения. В большинстве случаев для ОУ 140УТ2 указанная мощность находится в диапазоне от 0,1—10^{-6} до 10^5 Вт, хотя возможны и большие значения при некоторых параметрах внешних цепей ОУ. В некоторых случаях можно достичь мощности срабатывания (возврата) порядка 10^{-9} Вт.

Погрешности РО удобно анализировать, записав формулу (13) в виде

$$U_9 = c[E_2 - E_1 + E_3 - R_6 I_{02} + R_7 (I_{01} + I_{10})]. \quad (19)$$

При условии $I_6 = -I_{02}$ имеем $U_9 = 0$. Тогда

$$E_2 + U_{о.с} = E_1 - U_{с.м}, \quad (20)$$

где

$$U_{о.с} = R_7 I_{10}; \; U_{с.м} = E_3 - R_6 I_{02} + R_7 I_{01}.$$

Таким образом, РО работает без погрешности, если $U_{с.м} = 0$. Этого можно добиться, применяя схемы компенсации как э. д. с. смещения, так и входных токов. Из выражения для $U_{с.м}$ видно, что погрешность от входных токов зависит от их разности и может быть уменьшена соответствующим выбором сопротивлений R_6 и R_7. Оценим максимальную погрешность, учитывая, что для интегральной микросхемы 140УТ2 $|E_3| \leqslant 5 \cdot 10^{-3}$ В:

$$\Delta I_0 \leqslant 2 \cdot 10^{-6} \text{ А при } R_6 = R_7 = 20 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Максимальная погрешность составляет 9 мВ. При заданной точности 10% нижний порог уставки на РО, таким образом, составляет 0,09 В. В реальных условиях при данной уставке точность значительно выше, так как возможна взаимная компенсация составляющих погрешности. Температурная погрешность РО на интегральной микросхеме 140ТУ2 в интервале температур от —40 до +60° при указанных выше входных сопротивлениях составляет 8 мВ. Отметим, что при увеличении уставки точность повышается. Например, при уставке 3 В погрешность РО от смещения нуля и входных токов составляет 0,3%. При применении ОУ в качестве РО с одной подведенной величиной важную роль в общей погрешности играет стабильность величины уставки.

Без принятия специальных мер указанная погрешность может быть недопустимо большой. Одной из таких мер является задание уставки путем включения делителя на выход параметрического стабилизатора. Применение, например, стабилитрона типа 2С196 позволяет получить в диапазоне температур от —40 до +60° погрешность, меньшую 0,2%.

Погрешности РО зависят также от стабильности параметров пассивных элементов и их разброса. Оценим чувствительность напряжений срабатывания и возврата РО к отклонению значений сопротивлений на основе классического определения чувствительности [Л. 8], которое применительно к РО может быть записано в виде:

$$S_R^E = \frac{R \partial E}{E \partial R}, \quad (21)$$

где $S^E{}_R$ — чувствительность напряжения срабатывания (возврата) РО к изменению одного из сопротивлений схемы.

Применение формулы (21) для анализа чувствительности напряжений срабатывания (возврата) по (18) к изменению сопротивлений R_6, R_7, R_{10} приводит к весьма громоздким формулам, анализ которых затруднен. Сложность математических преобразований в расчетах чувствительности к отклонению параметров элементов типична и отмечена в [Л. 9]. Однако в случае малых изменений величин сопротивлений производная в (21) может быть заменена на отношение приращений, при этом расчет по (21) заметно упрощается.

С учетом изложенного была проведена серия расчетов на ЦВМ. В результате получена матрица чувствительности напряжений срабатывания и возврата к изменению сопротивлений R_6, R_7, R_{10} (см. таблицу).

Таким образом, чувствительность напряжения срабатывания (возврата) к изменению величин сопротивлений не превышает 0,4. Анализ различных составляющих погрешности показывает, что для исключения индивидуального подбора и регулировок, а следовательно, получения технологичного РО, не следует выбирать напряжения срабатывания и возврата в диа-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Величину уставки задает	Сопротивления	Значение чувствительности напряжения	
		S_R^{E}ср	S_R^{E}возвр
E_1	R_6	0	0
	R_7	—0,117	0,38
	R_{10}	0,234	—0,19
E_2	R_6	0	0
	R_7	0,394	—0,12
	R_{10}	—0,197	0,242

пазоне —0,1—+0,1 В, где точность РО может оказаться недостаточной.

Так как интегральная микросхема 140УТ2 представляет собой операционный усилитель с полосой пропускания до 100 кГц, время срабатывания РО не превышает 20 мкс. Необходимо, однако, отметить, что без цепей частотной коррекции процесс перехода из состояния логического «0» в состояние «1» и обратно носит колебательный характер и сопровождается выбросами выходного напряжения. В тех случаях, когда необходимо обеспечить апериодический процесс перехода из одного состояния в другое, необходимо применять цепи частотной коррекции. Время срабатывания при этом увеличивается, но при правильно выбранных цепях коррекции не превышает 200 мкс.

Допустимая кратность входного сигнала зависит от величины уставки на РО и не может быть большой, так как напряжения на входе интегральной микросхемы 140УТ2 не должны превышать предельно допустимых. Для увеличения допустимой кратности входного сигнала над напряжением уставки до величин порядка 100—300 между инвертирующим и неинвертирующим входом ИС ставится цепочка из встречно-параллельно включенных кремниевых диодов. При этом в схеме должно быть по крайней мере одно из входных сопротивлений, и его величина не должна быть слишком малой. Следует также учитывать, что при больших кратностях входного сигнала сопротивление РО становится равным сумме входных сопротивлений.

Для решения уравнения (11) с учетом выражений (7)—(10) была составлена программа на языке АЛГОЛ-60 для транслятора ТА-1М и проведена серия расчетов РО на ЦВМ БЭСМ-4М. При расчете определялись напряжения и токи срабатывания и возврата РО и все остальные токи и напряжения в схеме. При этом величина уставки задавалась значением э. д. с. E_1. Сопротивления обратной связи менялись в диапазоне 100 кОм — 5 Мом, а сопротивления на входе ОУ — в пределах от 10 до 100 кОм. Для оценки точности расчетных соотношений проведена экспериментальная проверка РО для трех вариантов сопротивлений на входе РО и в цепи обратной связи. Результаты экспериментов показали хорошее совпадение результатов экспериментов с расчетом (различия не более 2%), высокую эффективность регулировки коэффициента возврата предложенным способом. Хорошее совпадение результатов эксперимента с расчетом обусловлено, как представляется, не только предложенной аппроксимацией, но и высоким коэффициентом усиления операционного усилителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных приборах. М., «Энергия», 1974. 140 с.
2. **Фабрикант В. Л.** Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М., «Высшая школа», 1968. 267 с.
3. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973. 608 с.
4. **Венгеровский Л. В., Вайнштейн А. Х.** Прецезионные полупроводниковые стабилизаторы. М., «Энергия», 1974. 115 с.
5. **Харкевич А. А.** Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. М., ГИТТЛ, 1956. 184 с.
6. **Кушнир В. Ф., Ферсман Б. А.** Теория нелинейных электрических цепей. М., «Связь», 1974. 382 с.
7. **Бессонов Л. А.** Теоретические основы электротехники. М., «Высшая школа», 1973. 750 с.
8. **Боде Г.** Теория цепей и расчет усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1948. 665 с.
9. **Анисимов Б. В., Голубкин В. Н.** Аналоговые вычислительные машины. М., «Высшая школа», 1971. 448 с.

[26.1.1977]

УДК 621.316.925.45

Многофазные реле сопротивления с регулируемой чувствительностью к переходным сопротивлениям

Канд. техн. наук АРЖАННИКОВ Е. А.
Иваново

Возможность одновременного сравнения по фазе многих электрических величин лежит в основе целого ряда принципов выполнения многофазных реле, реагирующих на соотношения между токами и напряжениями различных фаз. Особенно плодотворно идея многофазных реле разрабатывается применительно к дистанционным защитам от всех видов замыканий. В таких защитах многофазные реле обеспечивают значительно большую чувствительность к переходным сопротивлениям при замыкании на землю, чем однофазные реле [Л. 1]. Возможно, что в будущем при применении ЦВМ для защиты линий алгоритмы действия защит будут использовать принципы многофазных, а не однофазных устройств.

Основные типы и свойства многофазных реле защит от замыканий на землю рассмотрены в [Л. 2]. Напомним, что характеристики этих реле при однофазных замыканиях в направлении срабатывания и отсутствии токов нагрузочного режима формируются из определенных сочетаний отрезков и дуг трех прямых и трех окружностей, показанных на рис. 1. Граничные линии проходят через особые точки плоскости сопротивлений: Z_y, S_B и S_C, в которых обращаются в нуль компенсированные напряжения $\dot{U}'_A$, $\dot{U}'_B$ и $\dot{U}'_C$ соответственно (здесь $\dot{U}'_\Phi = \dot{U}_\Phi - Z_y(\dot{I}_\Phi + K\dot{I}_0)$.

Особые точки делят граничные линии на две части, одна из которых (показана на рис. 1 сплошной линией) соответствует совпадению двух электрических величин из числа $\dot{U}'_A$, $\dot{U}'_B$, $\dot{U}'_C$ и $\dot{I}_0$ по фазе, другая (показана пунктиром) соответствует нахождению двух величин в противофазе. Прямые линии соответствуют параллельности вектора одного из компенсированных напряжений вектору тока нулевой последовательности. Окружности соответствуют параллельности векторов двух компенсированных напряжений.

При заданной величине уставки расположение особых точек на плоскости однозначно определяется соотношением между сопротивлениями линии и систем в схемах прямой и нулевой последовательностей. Поэтому форма и размеры характеристик реле, рассмотренных в [Л. 2], не поддаются регулировке. Между тем размеры характеристики оказывают непосредственное влияние на основные свойства реле.

С увеличением области, охватываемой характеристикой в первом квадранте плоскости сопротивлений, увеличивается чувствительность реле к переходным сопротивлениям, но одновременно увеличивается и возможность срабатывания реле при наложении качаний на несимметричные режимы (внешние короткие замыкания, разрывы фаз и т. д.). Весьма желательно

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

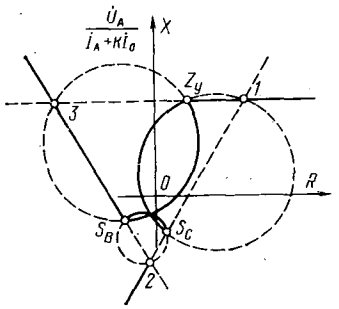


Рис. 1. Особые точки и линии плоскости сопротивлений при замыкании фазы *A* в направлении срабатывания реле.

получить возможность изменять как форму, так и размеры характеристики. Это позволит для конкретных линий подбирать оптимальные характеристики реле. Ниже рассматриваются некоторые возможности изменения характеристики многофазного реле, предназначенного для защит от замыканий на землю.

Повышение чувствительности защиты к переходным сопротивлениям путем переключений в цепях многофазного измерительного органа. Предлагаемый способ применим в многоступенчатых защитах, измерительные органы первых ступеней которых выполнены многофазными, а пусковые органы могут выполнять не только функции пуска, но и функции выбора поврежденной фазы. Конечная чувствительность к переходным сопротивлениям защиты такого исполнения определяется чувствительностью пусковых органов, а чувствительность первых ступеней — характеристиками многофазных измерительных органов. Из-за ограниченной чувствительности измерительных органов близкие замыкания через значительные переходные сопротивления могут отключаться замедленно.

Между тем после того как пусковые органы защиты определят поврежденную фазу, чувствительность многофазного реле измерительного органа можно повысить путем несложных переключений. Переключения заключаются в том, что из условия срабатывания реле исключается компенсированное напряжение фазы, опережающей поврежденную. Пусть, например, измерительный орган выполнен с треугольной характеристикой, т. е. срабатывает, если компенсированные напряжения всех трех фаз отстают от тока нулевой последовательности на угол от 0 до 180°. Если при замыкании фазы *A* на землю с логической части реле снять компенсированное напряжение фазы *C*, то условием срабатывания станет отставание векторов $\dot U'_A$ и $\dot U'_B$ от вектора $\dot I_0$. Характеристики такого реле при однофазном замыкании можно построить по правилам, сформулированным в [Л. 2]. Вид характеристик показан на рис. 2 (область действия заштрихована).

Как видно из рисунка, при замыканиях в направлении срабатывания характеристика реле после исключения напряжения $\dot U'_C$ становится реактансной в первом квадранте плоскости $\frac{\dot U_A}{\dot I_A+K\dot I_0}$, что свидетельствует о высокой чувствительности к переходным сопротивлениям. При замыканиях в направлении, противоположном срабатыванию, характеристика меняет свое расположение и переходит в первый квадрант плоскости. Поскольку при этом виде замыканий сопротивление на зажимах реле не попадает в первый квадрант плоскости, реле после переключений остается направленным.

Таким образом, до переключений измерительный орган имеет характеристику в виде треугольника, а после переключений превращается в реактансное направленное реле. Весьма ценным качеством защиты с такими переключениями является отсутствие замедления на время переключений при металлических замыканиях и замыканиях через небольшие переходные сопротивления.

Аналогичные переключения можно применить и при использовании в защите предложенного в [Л. 3] многофазного измерительного органа, срабатывающего, если векторы $\dot U'_A$, $\dot U'_B$, $\dot U'_C$ и $(-\dot I_0)$ находятся в одной полуплоскости векторной диаграммы. Характеристика такого измерительного органа при однофазном замыкании в направлении срабатывания ограничивается отрезками трех прямых и трех дуг из числа имеющихся на рис. 1. Анализ показывает, что, если при замыкании фазы *A* исключить из условия срабатывания напряжение $\dot U'_C$ (измерительный орган срабатывает при нахождении в одной полуплоскости векторов $\dot U'_A$, $\dot U'_B$ и $-\dot I_0$), то после переключений измерительный орган также становится реактансным в первом квадранте плоскости сопротивлений, т. е. приобретает высокую чувствительность к переходным сопротивлениям. Однако после переключений измерительный орган по [Л. 3] теряет направленность действия.

Переключения по рассмотренному способу делают характеристику многофазного реле равнозначной (с точки зрения чувствительности к переходным сопротивлениям при однофазных замыканиях) характеристике однофазного реле реактивного сопротивления. Однако многофазное реле после переключений частично приобретает и недостаток упомянутого однофазного реле — возможность излишнего срабатывания при внешних однофазных замыканиях через переходное сопротивление на линиях с двусторонним питанием при сравнительно небольших углах между э. д. с. питающих систем. Это обстоятельство ограничивает возможную область применения дистанционных защит с переключениями в цепях многофазных измерительных органов.

Ниже рассматривается возможность выполнения многофазных реле, которые при повышенной чувствительности к переходным сопротивлениям в значительной степени свободны от указанного недостатка.

Многофазное реле с трехлучевой формой характеристики. Реле с треугольной характеристикой рис. 2 срабатывает, если векторы $\dot U'_A$, $\dot U'_B$ и $\dot U'_C$ отстают от вектора $\dot I_0$ на угол от 0 до 180°. Рассмотрим, что будет в случае расширения алгоритма действия реле и выполнения его срабатывающим, если векторы компенсированных напряжений всех трех фаз отстают от вектора тока нулевой последовательности на угол от 0 до $(180+\varphi)°$. Построение по правилам [Л. 2] дает для случая однофазного замыкания в направлении срабатывания характеристику, показанную на рис. 3 пунктирными линиями. Из сравнения рис. 3 с рис. 1 можно заключить, что линии рис. 1, соответствующие совпадению по фазе компенсированных напряжений с током нулевой последовательности, остаются границами области срабатывания реле. Линии, соответствующие нахождению в противофазе компенсированных напряжений и тока $\dot I_0$ при $\varphi>0$ перестают быть граничными и уходят в область срабатывания.

При $\varphi=0°$ получается уже известное реле с треугольной характеристикой (рис. 2). При $\varphi=180°$ областью срабатывания явится вся плоскость сопротивления. Вообще имеет смысл изменение угла φ в пределах от 0 до 60°, так как уже при $\varphi=60°$ реле становится реактансным в первом квадранте. Изменяя угол φ, можно свободно регулировать характеристику, т. е. изменять и чувствительность к переходным сопротивлениям, и поведение при наложении качаний на несимметричные режимы.

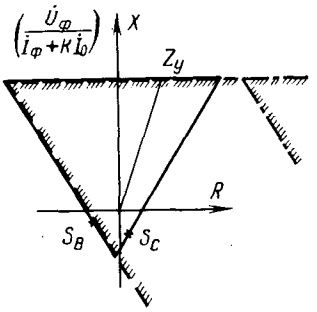


Рис. 2. Характеристики реле при однофазном замыкании. ——— — основная, замыкание в направлении срабатывания; — — — — — — замыкание фазы *A* в направлении срабатывания, напряжение $\dot U'_C$ исключено; — · — · — замыкание фазы *A* в противоположном направлении, напряжение $\dot U'_C$ исключено.

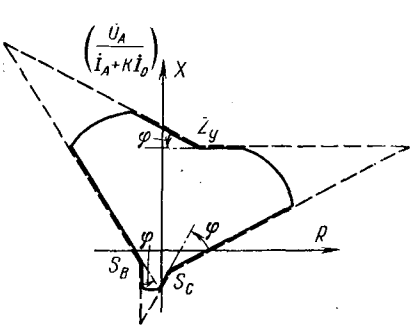


Рис. 3. Трехлучевая и комбинированная характеристики многофазного реле.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Трехлучевое реле, как и реле с треугольной характеристикой, не имеет характеристики при однофазных замыканиях в направлении, противоположном срабатыванию (по крайней мере при $\varphi \leqslant 60°$ и уставке, меньшей сопротивления до места приложения эквивалентной э. д. с. системы противоположного конца передачи). Это является общим свойством реле, контролирующих факт отставания компенсированных фазных напряжений от тока нулевой последовательности.

При замыканиях в зоне действия компенсированные фазные напряжения отстают от тока $\dot{I}_0$, поэтому при таких замыканиях работают реле, контролирующие и не контролирующие факт отставания (например, реле по [Л. 3]). Но существуют режимы, в которых компенсированные фазные напряжения опережают ток нулевой последовательности (например, однофазные замыкания в направлении, противоположном срабатыванию, разрывы в направлении, противоположном срабатыванию). Исследование показывает, что реле по [Л. 3] может неправильно срабатывать при наложении качаний на указанные режимы. У реле, контролирующих отставание компенсированных напряжений от тока $\dot{I}_0$, опасность такого срабатывания или отсутствует, или много меньше.

По той же причине, если в защите, содержащей измерительный орган с трехлучевой характеристикой, применить при однофазных замыканиях рассмотренные выше переключения (исключить компенсированное напряжение фазы, опережающей поврежденную), то после переключений измерительный орган сохранит направленность действия.

Многофазное реле с комбинированной характеристикой. Рассмотрим следующий принцип выполнения многофазного реле: реле срабатывает, если на векторной диаграмме в секторе, соответствующем отставанию от тока нулевой последовательности на угол от 0 до $(180+\varphi)°$, существует полуплоскость, в которой расположены векторы компенсированных напряжений всех трех фаз.

Для определения формы характеристики реле при однофазных замыканиях в направлении срабатывания учтем, что в сформулированное условие входит требование расположения векторов компенсированных напряжений трех фаз в одной полуплоскости векторной диаграммы. Указанному требованию соответствует характеристика, образованная тремя дугами, показанными на рис. 1 пунктиром (характеристика проходит через точки Z_y, *1*, S_C, *2*, S_B, *3*). Второму условию — отставанию компенсированных напряжений от тока $\dot{I}_0$ на определенный угол — соответствует характеристика, показанная на рис. 3 пунктиром. Предлагаемый способ сравнения предполагает одновременное выполнение двух условий. Поэтому результирующая характеристика имеет вид, показанный на рис. 3 сплошными линиями.

Характеристика изменяется с ростом угла φ. При $\varphi=0$ характеристика имеет вид треугольника, при $\varphi=60—70°$ характеристика совпадает по внешнему виду с характеристикой реле по [Л. 3]. При дальнейшем росте угла φ до 180° вид характеристики при однофазных замыканиях в направлении срабатывания не изменяется. Наконец, при $\varphi=180°$ реле с комбинированной характеристикой становится полным аналогом реле по [Л. 3].

Однако при $\varphi=60—70°$ реле с комбинированной характеристикой не является аналогом реле по [Л. 3], несмотря на идентичность характеристик при однофазных замыканиях в направлении срабатывания. В частности, контролируя факт отставания компенсированных напряжений от тока $\dot{I}_0$, реле с комбинированной характеристикой и с $\varphi \leqslant 60°$ не имеет характеристики при замыканиях в направлении, противоположном срабатыванию. С ростом угла φ такая характеристика постепенно появляется.

Структурная схема многофазного измерительного органа. Сходство алгоритмов действия многофазных реле, рассмотренных в данной статье, позволяет предложить единое устройство, реализующее любой из алгоритмов. Структурная схема устройства приведена на рис. 4. На входы устройства подаются напряжения и токи трех фаз, из которых формируются компенсированные напряжения трех фаз и ток нулевой последовательности. Логическая часть устройства состоит из формирователя импульсов *ФИ*, расширителей импульсов *РИ*, логических ячеек *И* и реагирующего органа *РО*.

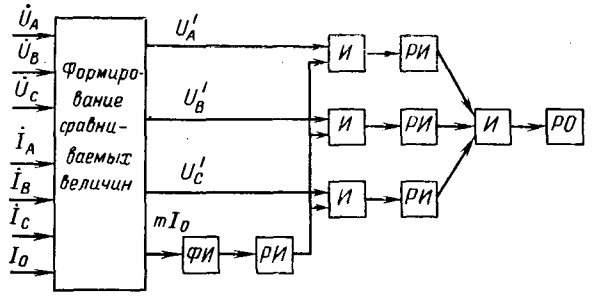


Рис. 4. Структурная схема реле.

Работает схема рис. 4 следующим образом. Синусоидальное напряжение mI_0 преобразуется элементами *ФИ* и *РИ* в импульсы определенной длительности, появляющиеся в момент начала положительного полупериода тока нулевой последовательности. Ширина импульсов равна $\varphi°$. Импульсы с выхода расширителя подаются на входы трех ячеек *И*, на вторые входы которых поданы компенсированные напряжения. Каждая ячейка открывается, если при наличии импульса от тока нулевой последовательности отрицательно компенсированное напряжение на втором входе данной ячейки. Таким образом, условием открытия двухвходовой ячейки является отставание соответствующего компенсированного напряжения от тока $\dot{I}_0$ на угол от 0 до $(180+\varphi)°$.

В том случае, когда векторы компенсированных напряжений трех фаз не лежат в одной полуплоскости, открытие ячеек *И* будет неодновременным. Чтобы устройство сработало и в этом случае, импульсы с выходов ячеек *И* увеличиваются в элементах *РИ* до ширины, равной или большей $\varphi°$. Расширенные импульсы проходят на реагирующий орган через выходную ячейку *И*. Выходная ячейка откроется, если компенсированные напряжения всех трех фаз отстают от тока на угол от 0 до $(180+\varphi)°$, а характеристика устройства совпадает с показанной на рис. 3 пунктирными линиями.

Изменяя настройки расширителей импульсов, можно изменить форму характеристики реле. Например, если *РИ* в тракте тока нулевой последовательности отрегулировать на нулевое расширение, то угол φ станет равен нулю, а характеристика приобретет вид треугольника. Если *РИ* в трактах компенсированных напряжений отрегулировать на нулевое расширение, то характеристика будет иметь вид рис. 3 (сплошные линии).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Рубинчик В. А.** Сравнительная оценка чувствительности к переходным сопротивлениям измерительных органов защиты от замыканий на землю линий электропередачи. — «Электричество», 1973, № 12.

2. **Аржанников Е. А.** Многофазные реле сопротивления и их выполнение на принципе определения порядка следования импульсов. — «Электричество», 1973, № 12.

3. **Мутон Л., Суллар М.** Быстродействующее реле сопротивления. — В кн.: Современная релейная защита. М., «Энергия», 1970.

[7.4.1977]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК [621.315.1:621.316.925.2].001.5

О дополнительных возможностях трехфазного АПВ на линиях межсистемной «слабой» связи

Канд. техн. наук КОЛОНСКИЙ Т. В.

Киев

Общеизвестна целесообразность устройств быстрого автоматического повторного трехфазного включения (АПВ) как средств автоматики для быстрого восстановления сети и сохранения устойчивости энергосистем по линиям межсистемной связи при самоустраняющихся коротких замыканиях на этих линиях [Л. 1].

Однако использование существующих принципов быстрого АПВ встречает серьезные затруднения на линиях связи, на одной стороне которых включена электрическая станция *Ст* (см. рис. 1). В частности, при неуспешном АПВ на близкое от станции неустранившееся междуфазное короткое замыкание на линии *Л* возможно нарушение синхронной динамической устойчивости станции с тяжелыми аварийными последствиями.

Указанные затруднения на линиях межсистемной «жесткой» связи в настоящее время непреодолимы, так как сравнительная скоротечность электромеханических переходных процессов [Л. 2] практически исключает использование со стороны станции в устройстве быстрого АПВ контроля, недопустимо увеличивающего время бестоковой паузы.

Однако на широко распространенных в СССР линиях «слабой» связи с замедленными электромеханическими переходными процессами [Л. 2] АПВ со стороны станции может допускаться при наличии на линии со стороны станции (*А*, см. рис. 1) контроля, запрещающего АПВ на неустранившееся короткое замыкание и разрешающего такое АПВ без дополнительной выдержки времени при успешном быстром АПВ с противоположного конца линии (*Б*, см. рис. 1) при самоустранившемся замыкании.

Указанный принцип функционирования АПВ на линиях «слабой» связи, обеспечивая по аналогии с быстрым АПВ быстрое восстановление сети и сохранение устойчивости энергосистем C_1 и C_2 (см. рис. 1) по линиям связи при самоустраняющихся коротких замыканиях, исключает возможность нежелательного включения линии со стороны станции на неустранившееся замыкание как по условию сохранения устойчивости станции, так и по условию излишнего включения высоковольтного выключателя на короткое замыкание.

Такое АПВ целесообразно назвать у с к о р е н н ы м АПВ для отличия от известного быстродействующего АПВ без специального контроля и от известного медленнодействующего АПВ с контролем и дополнительной выдержкой времени [Л. 1]. Общее время бестоковой паузы при успешном ускоренном АПВ определяется выражением:

$$t_{б.п}=t_{д.д}+t_с, \qquad (1)$$

$t_{д.д}$ — время, необходимое для деионизации дуги в месте самоустранившегося короткого замыкания (0,25—0,4 с, [Л. 1]) после отключения повреждения с двух сторон линии и включения выключателя со стороны *Б*; $t_с=t_к+t_в$ — собственное время срабатывания устройства контроля $t_к$ и включения выключателя $t_в$ со стороны *А*.

С учетом использования современных быстродействующих воздушных выключателей с воздухонаполненным отделителем и времени электромагнитных переходных процессов, предшествующих срабатыванию устройства контроля, время $t_с$ лежит в пределах от 0,3 до 0,5 с. Поэтому время бестоковой паузы

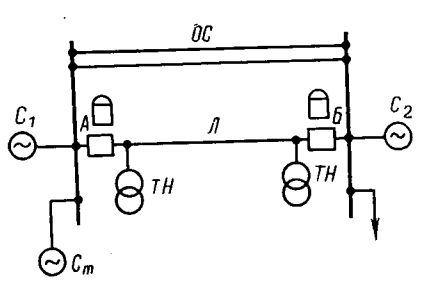


Рис. 1.

по (1) равно 0,6—0,9 с, что допустимо для большинства современных линий межсистемной «слабой» связи по условию сохранения устойчивости при разрыве линии на время $t_{о.п}$.

Изложенное можно показать на примере работы энергосистемы мощностью $P_н$ на шины объединения значительно большей мощности по одной линии «слабой» связи с выдачей мощности $P_в=7\%$. Тогда при кратковременном разрыве линии связи действительно упрощенное выражение для взаимного угла расхождения э. д. с. [Л. 2]:

$$\delta=\delta_{нач}+9000\frac{1}{T_{ин}}\frac{P_в}{P_н}t^2. \qquad (2)$$

Принимая значение постоянной инерции $T_{ин}=10$ с, начальное значение угла $\delta_{нач}=30°$ и бестоковую паузу (время разрыва) $t_{б.п}=0{,}9$ с, получаем при $P_в/P_н=0{,}07$ сравнительно невысокое значение $\delta=81°$.

В реальных условиях в состав линий «слабой» связи входит несколько линий электропередачи различных напряжений (см. рис. 1). Поэтому при разрыве на время $t_{б.п}$ даже наиболее мощной из этих линий *Л*, оставшиеся включенными обходные линии связи (*ОС*) способствуют дополнительному замедлению электромеханического переходного процесса и увеличению времени $t_{б.п}$ или увеличению $P_в/P_н$ при сохранении устойчивости в случае успешного ускоренного АПВ. Это подтверждено расчетами устойчивости с помощью ЦВМ для ВЛ 500 кВ (и в перспективе для ВЛ 750 кВ) на связях Центр — Юг СССР с $P_в/P_н=0{,}05$—$0{,}07$. В каждом конкретном случае допустимое по условию сохранения устойчивости время бестоковой паузы $t_{б.п}$ ускоренного АПВ в указанном диапазоне (0,6—0,9 с) для отдельных линий «слабой» связи должно подтверждаться соответствующими расчетами устойчивости.

В качестве контроля при ускоренном АПВ исключается возможность использования существующего контроля АПВ по наличию линейного (фазного) напряжения и отсутствию напряжения нулевой последовательности. С помощью существующего контроля практически невозможно отличить поврежденную линию с двухфазным коротким замыканием без земли от неповрежденной линии, а использование его возможно только с дополнительной выдержкой времени $t_д$, превышающей выдержку времени резервных защит, предназначенных для отключения двухфазных коротких замыканий [Л. 1].

Поэтому для обеспечения запрета ускоренного АПВ со стороны станции на неустранившиеся короткие замыкания, в том числе и двухфазные без земли, и увеличения быстродействия АПВ при самоустранившихся коротких замыканиях путем выполнения его без дополнительной выдержки времени после успешного быстрого АПВ линии с противоположной стороны целесообразно со стороны станции выполнять контроль по наличию напряжения прямой последовательности и отсутствию напряжения нулевой последовательности. Контрольное устройство, присоединенное к трансформатору напряжения *ТН* линии, создает достаточный запас по чувствительности для отличия поврежденной линии при двухфазном коротком замыкании без земли ($U_1=0{,}5U_ф$) от неповрежденной линии ($U_1=U_ф$). Такой контроль функционирует без дополнительной выдержки времени, обеспечивая возможность реализации ускоренного АПВ.

Рассматриваемое ускоренное АПВ характеризуется сочетанием ускоренного АПВ со стороны *А* и противоаварийной режимной автоматики, действующей на ограничение мощности станции *Ст* и системы C_1 при отключении линии и неуспешном АПВ линии *Л* со стороны *Б*. Пуск противоаварийной автоматики целесообразно предусматривать при первом отключении линии *Л* по двум цепям с отдельными выдержками времени. Выдержка времени t_1 пуска первой цепи

$$t_1>t_{д.д}+t_к. \qquad (3)$$

Выдержка времени t_2 пуска противоаварийной автоматики второй цепи отстраивается от времени

$$t_2>t_{б.п}. \qquad (4)$$

При успешном АПВ со стороны *Б* и срабатывании устройства контроля первая цепь разрывается от выхода устройства

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

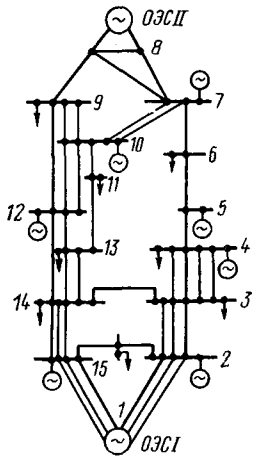


Рис. 2.

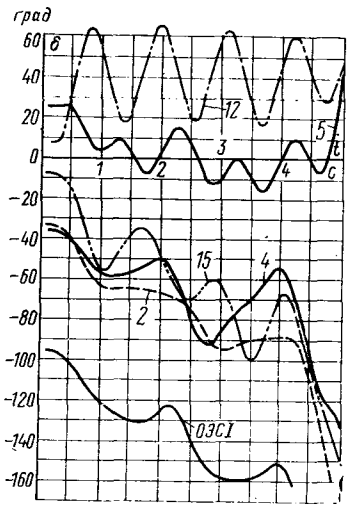


Рис. 3.

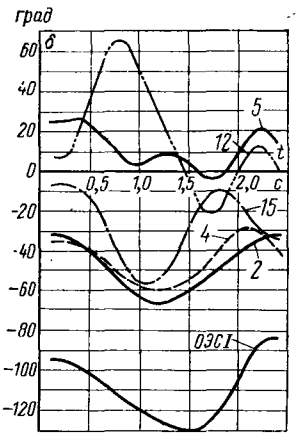


Рис. 4.

контроля. При успешном ускоренном АПВ со стороны *А* вторая цепь разрывается от выхода элемента, фиксирующего успешное включение трех фаз со стороны *А*. С целью упрощения в определенных условиях допустимо выполнять пуск противоаварийной автоматики только по одной (второй) цепи с t_2, так как для ряда линий «слабой» связи при неуспешных ускоренных АПВ действие ее эффективно даже с выдержкой времени t_2.

На рис. 2 приведена упрощенная конфигурация сложной сети с линиями «слабой» межсистемной связи 750, 500 (толстые линии), 330 и 220 кВ. На рис. 3 и 4 показаны зависимости $\delta=f(t)$ эквивалентных генераторов сети относительно ОЭС II, иллюстрирующие эффективность успешного ускоренного АПВ. Зависимости получены путем расчета динамической устойчивости на ЦВМ. Зависимости на рис. 3 приведены для случая отключения линии на участке *12*, *14* в результате расчетного двухфазного короткого замыкания на землю на этой линии у шин электростанции 12, отключаемого с расчетным временем 0,12 с. При этом имеет место нарушение устойчивости между двумя группами генераторов: ОЭС II, *12*, *5*, *7* и ОЭС *1*, *2*, *4*, *15*. При успешном ускоренном АПВ с бестоковой паузой 0,9 с устойчивость генераторов сохраняется (рис. 4).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Богорад А. М., Назаров Ю. Г.** Автоматическое повторное включение в энергосистемах. М., «Энергия», 1969.
2. **Веников В. А.** Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.

[13.2.1976]

УДК 621.316.933.3.027.21.8+621.314.21.015.33

Согласование импульсного испытательного напряжения трансформаторов и характеристик вентильных разрядников напряжением 330 кВ и выше

БРОНФМАН А. И., ПОЛОВОЙ И. Ф., ЦИМЕРСКАЯ Н. В.

Ленинград

Обоснованное согласование испытательного напряжения и характеристик разрядников позволяет обеспечить высокую надежность грозозащиты трансформаторов. Обычно при установленном импульсном испытательном напряжении трансформаторов $U_{имп}$ выбирается допустимое остающееся напряжение разрядников U_a при определенном расчетном импульсном токе I_a.

Для разрядников 110—220 кВ значение I_a определяется по условиям грозозащиты тупиковой (с одной отходящей линией) подстанции, защищенной одним комплектом вентильных разрядников РВ

$$I_a=\frac{2U_л-U_a}{z_л}. \qquad (1)$$

Здесь $U_л$ — амплитуда грозовых волн, набегающих на подстанцию с линии; $z_л$ — волновое сопротивление линии.

С учетом разброса обычно принимают $U_л=1{,}2U_{0,5}$ ($U_{0,5}$ — импульсное 50%-ное разрядное напряжение гирлянд изоляторов на линии). Для 110—220 кВ по (1) $I_a=4{,}5$—5 кА.

Согласование U_a и $U_{имп}$ производится при этом по формуле

$$U_{имп}=K_1K_2U_a+0{,}5U_н. \qquad (2)$$

Здесь $K_1K_2=1{,}3$—$1{,}35$ — коэффициенты, учитывающие удаление разрядников от трансформаторов и изменение характеристик изоляции и разрядников в процессе эксплуатации; $U_н$ — номинальное напряжение сети (значение U_a берется при $I_a=5$ кА).

Для сетей 330 кВ и выше использование этого подхода неправомерно. В этом случае из-за больших размеров даже тупиковые подстанции защищаются не менее чем двумя (330 и 500 кВ) или тремя (750 кВ и выше) комплектами РВ. При этом до затухания колебаний, вызванных быстрым нарастанием напряжения на фронте грозовых волн, набегающих с линии, и срабатыванием разрядников, токи в разрядниках не являются результатом равномерного распределения тока грозовых волн, набегающих на подстанцию. Амплитуды импульсного тока через каждый комплект РВ определяются переход-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

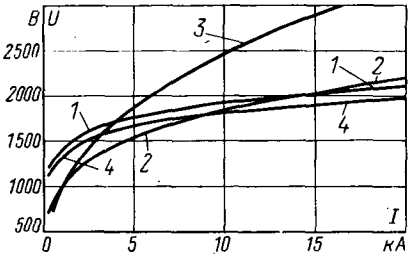


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики разрядников выше 750 кВ, принятые при исследованиях.

1 — для разрядника грозозащитного типа (РВГ); *2* — комбинированного типа (РВКК); *3* — коммутационного типа (РВК); *4* — грозозащитного улучшенного типа (РВГУ).

ными процессами, возникающими в сложных схемах подстанций. Они имеют различные значения и смещены во времени.

Для обоснованного выбора расчетного тока I_a необходимо исследование этих переходных процессов. Результаты такого исследования для подстанций 330 кВ и выше приведены в статье.

На рис. 1 приведены вольт-амперные характеристики четырех вариантов РВ, использованных в работе для подстанций класса напряжения выше 750 кВ. При выборе этих вариантов исходили не из реально существующих образцов разрядников, а из предварительно намеченных возможностей их исполнения. При этом варьировался широкий диапазон используемых характеристик РВ, чтобы оценить их влияние на надежность грозозащиты трансформаторов и на величину импульсных токов в разрядниках.

Рабочие сопротивления имели коэффициент вентильности $\alpha=0{,}13$ (РВГ и РВГУ); $\alpha=0{,}26$ (РВКК) и $\alpha=0{,}4$ (РВК). При исследованиях предполагалось, что разрядники типа РВК применяются в параллельно сдвоенных комплектах. Импульсное пробивное напряжение искровых промежутков всех типов РВ выше 750 кВ принималось равным 1800 кВ. При исследованиях вариантов 330, 500 и 750 кВ использовались характеристики разрядников, выпускаемых промышленностью.

Характеристики 30 исследованных вариантов схем грозозащиты приведены в таблице.

Для всех исследованных вариантов на ЦВМ Минск-32 произведена оценка надежности защиты от грозовых волн, набегающих с линии при прорывах молнии на провода мимо тросов. Программа расчетов учитывала случайный характер и статистические характеристики параметров (амплитуда и крутизна) тока молнии, равновероятность ударов молнии в любую точку линии по ее длине и сглаживание крутизны фронта грозовых волн при их распространении по проводам. Контрольный расчет с учетом затухания амплитуды грозовых волн (характеристики затухания взяты из [Л. 1]) показал, что в этом случае можно получить увеличение расчетной надежности на 30—40%.

В той же таблице приведены полученные при расчетах значения показателя надежности схем грозозащиты M, который дает оценку числа лет, в течение которых в среднем один раз возникает опасное грозовое перенапряжение на трансформаторе, имеющее амплитуду, равную или большую предельно допустимой. Анализ данных таблицы показывает, что на подстанциях сверхвысокого напряжения можно обеспечить весьма высокую надежность грозозащиты трансформаторов. Эта воз-

Номер варианта	Тип подстанции	Номинальное напряжение, кВ	Тип и число разрядников		Расстояние от трансформатора до ближайшего с ним комплекта разрядников $l_р$, м	Испытательное напряжение трансформаторов	Диапазон токов для разрядников, кА		Показатель надежности схемы грозозащиты M, лет
			на подстанции	вынесенных на линию			у трансформаторов $I_р$	вынесенных на линию (амплитуда импульсных токов)	
1	Тупиковая	Выше 750	3×РВГ	—	180	Нормальное	9,0—13,5	—	400
2	То же	То же	3×РВГ	—	120	То же	10,5—14,0	—	700
3	„ „	„ „	3×РВГ	—	60	„ „	12,5—15,0	—	1500
4*	„ „	„ „	3×РВГ	1×РВК	120	„ „	13,0—15,0	7,0—10,6	3300
5*	„ „	„ „	3×РВГ	1×РВК	120	„ „	13,5—15,5	10,5—13,5	4500
6*	„ „	„ „	3×РВГ	1×РВК	120	Сниженное на 10%	9,5—13,5	6,0—9,5	900
7*	„ „	„ „	3×РВГ	1×РВГ	120	То же	10,0—13,0	12,5—15,0	3100
8	„ „	„ „	3×РВКК	—	180	Нормальное	10,5—15,0	—	850
9	„ „	„ „	3×РВКК	—	120	То же	12,0—16,0	—	1600
10	„ „	„ „	3×РВКК	—	60	„ „	16,0—18,0	—	6500
11*	„ „	„ „	3×РВКК	1×РВК	120	Сниженное на 10%	10,4—14,0	6,5—10,0	1200
12*	„ „	„ „	3×РВКК	1×РВКК	120	То же	10,5—12,5	17,0—20,5	10 000
13*	„ „	„ „	3×РВКК	1×РВК	120	Нормальное	12,5—14,0	14,0—17,0	60 000
14	„ „	„ „	3×РВК	—	120	То же	9,0—11,5	—	600
15*	„ „	„ „	3×РВК	1×РВК	130	„ „	9,0—10,5	9,5—11,0	3600
16	„ „	„ „	3×РВГУ	—	120	„ „	14,0—16,0	—	1500
17	„ „	„ „	3×РВГУ	—	120	Сниженное на 10%	10,5—15,0	—	400
18*	„ „	„ „	3×РВГУ	1×РВГУ	120	То же	14,0—15,5	22,0—29,0	18 000
19*	„ „	„ „	2×РВГУ	1×РВК	120	Нормальное	11,0—15,0	8,0—12,5	3800
20*	„ „	„ „	2×РВКК	1×РВКК	120	То же	13,0—15,5	10,0—14,0	6800
21	„ „	750	3×РВМ	—	120	„ „	9,5—12,0	—	850
22	„ „	750	3×РВМ	—	90	„ „	10,0—12,0	—	1500
23	„ „	750	3×РВМ	—	60	„ „	11,0—12,5	—	3000
24*	„ „	750	2×РВМ	1×РВМ	90	Сниженное на 10%	8,0—8,2	12,0—15,0	1500
25*	„ „	750	3×РВМ	1×РВМ	90	То же	7,0—7,3	15,0—19,0	14 000
26	„ „	750	1×РВМ	1×РВМ	90	Нормальное	10,0—11,0	8,0—10,0	300
27	„ „	500	2×РВМ	—	60	То же	7,0—8,5	—	1000
28	Проходная	500	2×РВМ	—	90	„ „	5,0—10,0	—	3000
29	Тупиковая	330	2×РВМ	—	60	„ „	4,0—6,0	—	800
30	Проходная	330	2×РВМ	—	90	„ „	2,0—8,0	—	700

* — Один комплект разрядников вынесен на линию на расстояние 30—300 м, его заземляющий контур имеет сопротивление 10 Ом.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

можность обеспечивается при использовании каждого из четырех типов разрядников.

В то же время при использовании одного и того же типа РВ можно получить сильно отличающиеся расчетные оценки надежности грозозащиты трансформаторов в зависимости от числа и мест установки разрядников. Так, в вариантах 1 и 5 на подстанции установлено по три комплекта разрядников типа РВГ, но в варианте 5 установлен еще дополнительный комплект разрядников РВК на линии в 540 м от подстанции. Кроме того, в варианте 1 расстояние от трансформатора до ближайшего комплекта РВГ $l_р=180$ м, а в варианте 5 $l_р=120$ м. При этом для варианта *1* показатель надежности грозозащиты трансформатора $M=400$, а для варианта *5* $M=4500$, т. е. увеличился более, чем в 10 раз.

Уменьшение $l_р$ и установка дополнительных РВ на линии вблизи подстанции являются весьма эффективным средством повышения надежности грозозащиты трансформаторов сверхвысокого напряжения. При необходимости надежность защиты трансформаторов можно дополнительно увеличить посредством улучшения грозозащиты линий на подходах к подстанциям.

Анализ данных таблицы по надежности грозозащиты трансформаторов сверхвысокого напряжения позволяет сделать следующий вывод.

При разработке вентильных разрядников выбор характеристик защитного действия и согласование остающегося напряжения $U_а$ с импульсным испытательным напряжением трансформаторов должны исходить из необходимости обеспечить принципиальную возможность грозозащиты изоляции трансформаторов. Требуемая высокая степень надежности этой защиты обеспечивается правильным выбором схемы грозозащиты подстанций и является задачей проектирования электрических сетей.

На рис. 2 представлены осциллограммы перенапряжений и импульсных токов в разрядниках для варианта 1 схемы грозозащиты, когда с линии приходит волна с амплитудой 2500 кВ и с длиной фронта $\tau_ф=5{,}7$ мкс. Общее для всех осциллограмм рис. 2 начало отсчета времени $t=0$ считается от момента прихода грозовой волны в точку подсоединения конденсатора связи в линейной ячейке. Расстояние от этой точки до автотрансформатора по проводам составляет 1220 м. При этом начало волны перенапряжения на автотрансформаторе имеет место при $t\approx4{,}2$ мкс (см. рис. 2). Моменты сдвига начала осциллограмм токов в РВ учитывают еще и время запаздывания срабатывания каждого разрядника.

Осциллограммы рис. 2 наглядно показывают неравномерности распределения мгновенных значений токов в разрядниках и существенное расхождение во времени амплитуды токов в отдельных РВ: наибольшую амплитуду имеет ток в разряднике, защищающем трансформатор. Это обычный случай для всех рассмотренных схем.

Амплитуды токов составляют: в $РВ_1$ (установлен в линейной ячейке) — 5,2 кА; в $РВ_2$ (установлен у реактора) — 5,2 кА; в $РВ_3$ (установлен в ячейке автотрансформатора) — 10,4 кА. Если воспользоваться формулой (1), то при $U_л=2500$ кВ, получим расчетную амплитуду импульсного тока $I\approx13$ кА. Мгновенные значения токов в момент амплитуды тока в $РВ_3$ равны: $i_1=2{,}4$ кА; $i_2=4{,}2$ кА; $i_3=10{,}4$ кА; их сумма (17 кА) также превышает полученное по (1) значение 13 кА. Из рис. 2 видно, что только после затухания переходного процесса устанавливаются приблизительно одинаковые токи в разрядниках и их сумма равна 13 кА, т. е. соответствует расчетному импульсному току по формуле (1).

В приведенном на рис. 2 примере грозовая волна вызвала на автотрансформаторе перенапряжение с амплитудой $U_1=2500$ кВ, что соответствует предельно допустимому для изоляции значению $U_д$. В этом случае импульсный ток в $РВ_3$ $I_3=10{,}4$ кА является тем расчетным током $I_а$, при котором необходимо обеспечить согласование остающегося напряжения $U_а$ разрядников с испытательным напряжением $U_{имп}$ изоляции трансформатора.

Значение $I_а=10{,}4$ кА является случайной величиной, полученной лишь для одной из многих возможных схем грозозащиты и при одном из множества возможных значений параметров $U_л$ и $\tau_ф$ грозовых волн, набегающих с воздушных линий. Влияние особенностей схем грозозащиты учитывается при обобщении результатов исследования для значительного количества рационально выбранных вариантов.

Для учета случайного характера параметров $U_л$ и $\tau_ф$ в работе выделены те значения амплитуды импульсных токов в разрядниках, которые имеют место только при воздействии

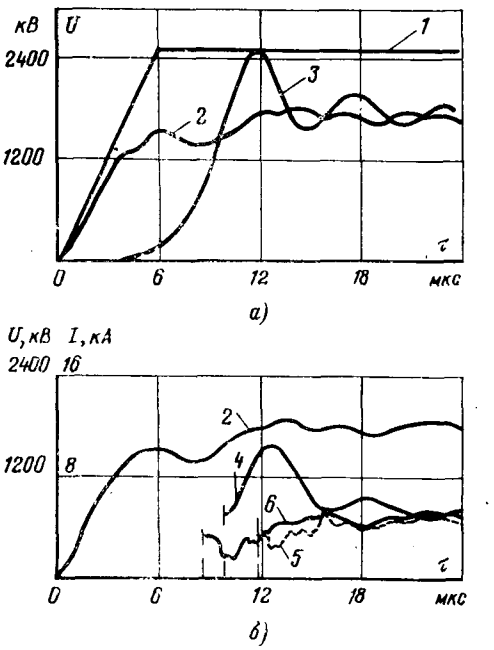


Рис. 2. Осциллограммы перенапряжений (*а*) и импульсных токов (*б*) для варианта 1 схемы грозозащиты.

1 — грозовая волна, набегающая с воздушной линии; *2* — перенапряжение на конденсаторе связи; *3* — на автотрансформаторе; *4—6* — импульсные токи соответственно в $РВ_1$, $РВ_2$ и $РВ_3$.

на изоляцию трансформаторов предельно допустимых грозовых перенапряжений. Эти амплитуды импульсных токов названы рабочими токами разрядников. Если перенапряжения на трансформаторах ниже допустимых, токи в разрядниках представляют второстепенный интерес. Если на подстанцию приходят грозовые волны очень большой амплитуды и крутизны и вызывают перенапряжения, превосходящие допустимый для изоляции уровень $U_д$, импульсные токи в разрядниках могут превысить диапазон рабочих токов, но они не могут являться базой для согласования защитного действия РВ с $U_{имп}$.

Таким образом, диапазон рабочих токов связан с теми грозовыми волнами, которые, приходя с воздушных линий, вызывают на трансформаторах предельно допустимые грозовые перенапряжения. Эти грозовые волны, как известно, определяют кривую опасных волн трансформатора [Л. 2].

Отсюда вытекает использованная в работе методика определения рабочих токов. Для каждого варианта схемы снималась кривая опасных волн трансформатора (автотрансформатора). В каждой экспериментальной точке кривой опасных волн дополнительно снимались осциллограммы токов в разрядниках. По осциллограммам напряжений $U_л$ и U_1 строилась кривая опасных волн $U_л=\varphi(\tau_ф)$ при $U_1=U_д$. По осциллограммам импульсных токов строились кривые рабочих токов в разрядниках $I_р=f(U_л, \tau_ф)$ при $U_1=U_д$. Обе кривые совмещались на одном графике. Для варианта 1 схемы грозозащиты полученные кривые приведены на рис. 3. Аналогичные кривые были получены для всех 30 исследованных схем.

Во всех вариантах, кроме 7, 12, 15, 18, 24 и 25 наиболее высоко располагаются кривые токов в разрядниках $РВ_3$ (защищающих трансформатор). В перечисленных шести вариантах наибольшее значение имеют токи в разрядниках, вынесенных на линию, а за ними следуют токи в $РВ_3$. Однако в вариантах 7, 12, 18, 24 и 25 для установки на линии использованы не коммутационные разрядники, а грозозащитные. При этом получено весьма высокая расчетная надежность схем грозозащиты даже при сниженных уровнях изоляции трансформаторов. Эти схемы с учетом всего комплекса воздействий грозовых и коммутационных перенапряжений не являются расчетными. Схема варианта 15 предусматривает использование для грозозащиты только коммутационных разрядников, т. е. также не характерна. Поэтому следует считать, что диапазон рабочих токов грозозащитных разрядников следует устанавливать по токам в РВ, защищающих трансформаторы.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

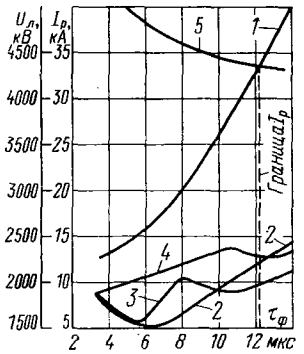


Рис. 3. Кривые опасных волн $U_л=\varphi(\tau_ф)$ при $U_1=U_л$ (1), рабочих токов $I_р=f(\tau_ф, U_л)$ при $U_1=U_д$ через разрядники $РВ_1$ (2), $РВ_2$ (3) и $РВ_3$ (4) и вольт-секундная характеристика изоляции линии (5) для варианта 1 исследованных схем грозозащиты.

Из рис. 3 видно, что по мере увеличения $\tau_ф$ значения рабочих токов возрастают. Это обусловлено увеличением амплитуды опасных волн $U_л$. Амплитуда опасных волн ограничена импульсной прочностью изоляции воздушных линий. Поэтому верхний предел диапазона рабочих токов разрядников для каждой схемы грозозащиты определяется точкой, соответствующей пересечению кривой опасных волн с вольт-секундной характеристикой изоляции линии на подходе (см. рис. 3).

Для варианта 1 схемы грозозащиты по рис. 3 определяется диапазон рабочих токов разрядников: $9<I_р<13{,}5$ кА. Аналогично определены границы рабочих токов и для остальных исследованных схем (см. таблицу). Для сопоставления в этой же таблице приведены значения амплитуды токов в разрядниках, вынесенных на линию.

Анализ этих данных таблицы показывает следующее.

Диапазон рабочих токов $I_р$ мало зависит от числа разрядников в схеме грозозащиты. Характеристики РВ мало влияют на значение $I_р$. Эти, на первый взгляд, неожиданные выводы объясняются тем, что рабочий ток $I_р$ увеличивается или уменьшается прежде всего вместе с повышением или снижением надежности схем грозозащиты подстанций, если последнее не связано с изменением условий грозозащиты подходов воздушных линий. Это отчетливо видно из данных таблицы для вариантов 1—3 или 7—9, которые в каждой из этих групп отличаются между собою только значениями $l_р$ и вызванным этим изменением надежности.

Увеличение числа разрядников вызывает уменьшение $I_р$, поскольку ток грозовой волны, набегающий с линии, распределяется между большим числом РВ. Но одновременно увеличение числа РВ повышает надежность защиты и это действует в направлении увеличения $I_р$. В результате рабочий ток изменяется мало.

Полученные данные позволяют установить следующие пределы значений диапазона рабочего тока $I_р$ грозозащитных разрядников:

Напряжение, кВ	Рабочий ток, кА
750	От 8 до 13
500	От 5 до 10
330	От 4 до 8

Как показывают полученные результаты, вентильные грозозащитные разрядники с такими пределами рабочего тока обеспечивают возможность получения высокой надежности грозозащиты трансформаторов, если импульсное испытательное напряжение трансформаторов $U_{имп}$ согласовано с остающимся напряжением разрядников $U_а$ при расчетном токе $I_а$, равном значению $I_р$ на нижней границе рабочего диапазона ($I_а=I_{р\,min}$) по формуле

$$U_{имп}=1{,}2U_а+0{,}5U_н. \qquad (3)$$

Например, для $U_н=500$ кВ $I_{р\,min}=5$ кА. При этом токе по ГОСТ 16357—70 для РВ 500 кВ $U_а=1070$ кВ. По (3) расчетное значение $U_{имп}=1535$ кВ. Полученное расчетное значение близко к импульсному испытательному напряжению трансформаторов 500 кВ по ГОСТ 1516—73.

Для рассмотренного в работе класса напряжения выше 750 кВ $I_{р\,min}=9$ кА. Для РВГУ при $I_а=9$ кА принято $U_а=1800$ кВ. Расчетное значение

$$U_{имп}=1{,}2\times1800+575=2700 \text{ кВ}.$$

Отметим, что при согласовании $U_а$ с $U_{имп}$ при $I_а=I_{р\,min}$ схемы грозозащиты с разрядниками, обладающими более пологой вольт-амперной характеристикой, т. е. выполненными из материала, обеспечивающего большее ограничение напряжения с ростом тока, будут обладать и более высокой надежностью грозозащиты электрооборудования. При согласовании $U_а$ с $U_{имп}$ при $I_а$ вблизи верхней границы диапазона рабочих токов может случиться обратное — схемы с разрядниками из рабочих сопротивлений с меньшей вентильностью будут обеспечивать более высокую надежность грозозащиты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бочковский Б. Б.** Анализ деформации волн грозовых перенапряжений на ВЛ с помощью ЭВМ. — «Труды ВНИИЭ. Техника высоких напряжений». 1975, вып. 48.

2. **Половой И. Ф., Михайлов Ю. А., Халилов Ф. Х.** Перенапряжения на электрооборудовании высокого и сверхвысокого напряжения. Л. «Энергия», 1975.

[16.1.1976]

УДК 537.222.001.24

Нейтрализация зарядов на движущейся нити с помощью цилиндрического радиоактивного нейтрализатора статического электричества

СЛЫШАЛОВ В. К., КРОМОВА Н. А., ШИШКОВА И. Е., ГЕФТЕР П. Л.

Цилиндрические радиоактивные нейтрализаторы находят все более широкое применение как эффективное средство уменьшения плотности зарядов статического электричества на волокнах и нитях. Представление о работе нейтрализатора дает рис. 1: заряженная нить с относительной диэлектрической проницаемостью ε_i и удельной проводимостью γ_i движется со скоростью v по оси цилиндра, внутренняя поверхность которого частично покрыта слоем радиоактивного изотопа. Излучаемые последним α- или β-частицы ионизируют воздух внутри цилиндра, ионы под действием электрического поля осаждаются на нить, в результате чего плотность заряда на ней изменяется в направлении движения. На распределение заряда вдоль нити влияют также токи проводимости в нити, перераспределяющие заряд между отдельными ее участками.

Согласно [Л. 1] стационарный режим нейтрализации описывается уравнением

$$-v\frac{d\bar{\tau}}{dz}=I_0+\frac{d}{dz}(g_0\bar{E}_z), \qquad (1)$$

где I_0 — ток нейтрализации на единицу длины;
$g_0=\gamma_i\pi r_1^2$ — проводимость единицы длины нити;

$$\bar{E}_z=\frac{1}{\pi r_1^2}\int_0^{r_1}E_z 2\pi r dr — \qquad (2)$$

среднее значение осевой (E_z) составляющей электрического поля в нити.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

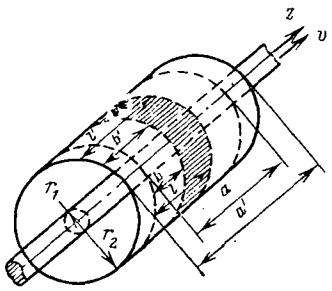


Рис. 1. Цилиндрический нейтрализатор статического электричества (r_1 — радиус нити; r_2 — радиус цилиндрической поверхности).

Граничное условие для (1) [Л. 1]

$$v\tau(0) + g_0\overline{E}_z(0) = v\tau_0 \qquad (3)$$

выражает закон непрерывности тока. Здесь $\tau(0)$, $\overline{E}_z(0)$ — плотность заряда и средняя напряженность на входе в нейтрализатор; τ_0 — плотность заряда в технологической схеме до установки нейтрализатора. Значение τ_0 определяется на практике и в настоящей задаче считается известным.

Уравнение (1) должно решаться совместно с уравнениями поля

$$\Delta\varphi_i = 0;\ \Delta\varphi_e = -\rho/\varepsilon_0 \qquad (4)$$

для области внутри нити и в промежутке «нить — нейтрализатор». Здесь и ниже φ — потенциал, ρ — плотность объемного заряда. Индексами «*i*» и «*e*» отмечаются величины, относящиеся к нити и промежутку соответственно.

Граничные условия для выражения (4):

$$\varphi_e(r_2, z) = 0;\ \varphi_i(0, z) \neq \infty; \qquad (5)$$

$$\varphi_e(r_1, z) = \varphi_i(r_1, z); \qquad (6)$$

$$\varepsilon_0\varepsilon_i \left.\frac{\partial\varphi_i}{\partial r}\right|_{r=r_1} - \varepsilon_0 \left.\frac{\partial\varphi_e}{\partial r}\right|_{r=r_1} = \frac{\tau}{2\pi r_1} = \sigma(z); \qquad (7)$$

где σ — поверхностная плотность заряда на нити.

Уравнения движения ионов в промежутке «нить — нейтрализатор», необходимые для определения функций $I_0(z)$ и $\rho(r, z)$, а также методика их решения приведены в [Л. 2], где показано, что распределение тока нейтрализации и объемного заряда в промежутке определяется зависимостью $\varphi(r_1, z)$.

Поэтому можно записать:

$$I_0 = f_1[\varphi(r_1, z)];\ \rho = f_2[\varphi(r_1, z)]. \qquad (8)$$

Таким образом, задача по расчету стационарного режима работы цилиндрического нейтрализатора сводится к следующему: найти функцию $\tau(z)$, удовлетворяющую системе уравнений (1), (4) и (8) при условиях (3), (5)—(7), если заданы параметры τ_0, γ_i, ε_i, активность источника, размеры промежутка и скорость движения нити.

Эта задача является основной и в более общем случае, когда по заданным значениям плотностей τ_0, τ_k требуется уточнить один или несколько параметров нейтрализатора (активность источника, геометрические размеры). Основные трудности в решении сформулированной задачи связаны с расчетом поля, причем весьма важным является соотношение между геометрическими размерами системы «нить — нейтрализатор».

Проведенный в [Л. 3 и 4] анализ поля показал, что все цилиндрические нейтрализаторы удобно в расчетном отношении разделить на «длинные» и «короткие», отнеся к первым устройства, для которых выполняется неравенство

$$a' - 2(r_2 - r_1) \geqslant 5(l' - b'),$$

где a' — длина нейтрализатора, $(l' - b')$ — ширина активной зоны (рис. 1).

Отметим, что на практике чаще применяются нейтрализаторы второго типа, однако в ряде устройств, где нейтрализатор входит в конструкцию как типовой элемент (например в пневматических ткацких станках), а также при высоких уровнях заряжения, когда приходится использовать нейтрализаторы с увеличенной длиной активной зоны, характерным является случай «длинного» нейтрализатора.

Ограничим рассматриваемую область размером $a = 5(l - b)$, так как именно в этой области протекает процесс нейтрализации [Л. 3]. На границах указанной области практически отсутствуют токи проводимости в нити (т. е. $E_z = 0$ и $\tau(0) = \tau_0$, не сказывается краевой эффект и изменение плотности заряда в активной зоне. Выражения для потенциалов на торцевых границах области:

$$\varphi_e = \frac{\sigma_{0,к}}{\varepsilon_0} r_1 \ln\frac{r_2}{r};\ \varphi_i = \frac{\sigma_{0,к}}{\varepsilon_0\varepsilon_i} r_1 \ln\frac{r_2}{r_1}, \qquad (9)$$

где $\sigma_{0,к} = \dfrac{\tau_{0,к}}{2\pi r_1}$, σ_0 — поверхностная плотность заряда на нити в точках, соответствующих левой границе области, $\sigma_к$ — правой.

Таким образом, расчет поля «длинного» нейтрализатора сводится к интегрированию уравнений (4) для замкнутой области, на границах которой заданы условия (5)—(7) и (9). Расчет поля «коротких» нейтрализаторов должен проводиться для открытой области и требует иной методики [Л. 4]. В статье рассматривается случай «длинного» нейтрализатора.

Для расчета поля нужно проинтегрировать уравнение Лапласа для нити и уравнение Пуассона для промежутка «нить — нейтрализатор». Оценка влияния объемного заряда на потенциал нити, аналогичная выполненной в [Л. 1], позволяет принять $\rho(r, z) = 0$.

Используя цилиндрические координаты r, z (начало координат лежит на левой границе рассматриваемой области поля), можем записать:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial\varphi_{i,e}}{\partial r}\right) + \frac{\partial^2\varphi_{i,e}}{\partial z^2} = 0. \qquad (10)$$

Граничные условия для (10) определяются соотношениями (5)—(7) и (9). Отыскание решений (10) существенно облегчается, если ввести в рассмотрение гармонические функции

$$u_i = \varphi^*{}_i - \left[\left(1 - \frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a}\right],$$

$$u_e = \varphi^*{}_e - \frac{\ln r}{\ln r_1}\left[\left(1 - \frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a}\right], \qquad (11)$$

преобразующие граничные условия (9) в нулевые. В (11) $N = \tau_k/\tau_0$, a — обозначенная выше ширина расчетной зоны.

Преобразуя (5)—(7) и (9) в соответствии с (11) и используя относительные величины:

$$r^* = r/l_{баз},\ z^* = z/l_{баз},\ \varphi^* = \varphi/\varphi_{баз},\ \sigma^* = \sigma/\sigma_{баз},$$

$$l_{баз} = r_2,\ \varphi_{баз} = \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} r_1 \ln\frac{r_2}{r_1},\ \sigma_{баз} = \sigma_0\frac{r_1}{r_2}\ln\frac{r_2}{r_1},$$

получим для уравнений (10) относительно u_i, u_e граничные условия:

$$u_{e,i}(r^*, 0) = u_{e,i}(r^*, a^*) = 0,\ u_i(0, z^*) \neq \infty; \qquad (12)$$

$$u_e(1, z^*) = 0,\ u_e(r^*_1, z^*) = u_i(r^*_1, z^*); \qquad (13)$$

$$\varepsilon_i \left.\frac{\partial u_i}{\partial r^*}\right|_{r^*=r^*_1} - \left.\frac{\partial u_e}{\partial r^*}\right|_{r^*=r^*_1} = \sigma^* - \sigma^*{}_0\left[\left(1 - \frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a}\right]. \qquad (14)$$

Решения для u_i, u_e, удовлетворяющие (10) и (12); имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} u_i &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n^{(i)} I_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right)\sin\frac{n\pi z}{a}; \\ u_e &= \sum_{n=1}^{\infty}\left[A_n^{(e)} I_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right) + B_n^{(e)} K_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right)\right]\sin\frac{n\pi z}{a}, \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

где $I_0(n\pi r/a)$, $K_0(n\pi r/a)$ — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода нулевого порядка. Постоянные $A^i{}_n$, $A^e{}_n$ и $B^e{}_n$ определяются по условиям (13) и (14), причем преобразованная плотность заряда

$$\overline{\sigma}(z^*) = \sigma^* - \sigma^*{}_0\left[\left(1 - \frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a}\right] \qquad (16)$$

в соответствии с (15) должна быть представлена в форме ряда по синусам дуг, кратных $\pi z/a$:

$$\left.\begin{aligned} \overline{\sigma}(z^*) &= \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin\frac{n\pi z}{a}, \\ S_n &= \frac{2}{a^*}\int_0^{a^*}\left\{\sigma^* - \sigma^*{}_0\left[\left(1 - \frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a}\right]\right\}\sin\frac{n\pi z}{a}\,dz^*. \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Тогда имеем:

$$\left.\begin{aligned} A^e_n &= \frac{a^* S_n}{n\pi I_1(n\pi r_1/a)\,[\varepsilon_i(1-\alpha_n)-(1-\beta_n)]}; \\ A^i_n &= A^e_n(1-\alpha_n); \\ B^e_n &= -A^e_n\gamma_n; \quad \alpha_n = \frac{I_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)K_0\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)}{K_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)I_0\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)}; \\ \beta_n &= \frac{I_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)K_1\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)}{K_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)I_1\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)}; \quad \gamma_n = \frac{I_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)}{K_0\left(\frac{n\pi}{a^*}\right)}, \end{aligned}\right\} \quad (18)$$

где $I_1(n\pi r_1/a)$ и $K_1(n\pi r_1/a)$ — указанные выше функции первого порядка.

Решения для потенциалов φ^*_e, φ^*_i получим из (11) и (15):

$$\varphi^*_i = \left(1-\frac{z}{a}\right) + N\frac{z}{a} + \sum_{n=1}^{\infty} A^i_n I_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right)\sin\frac{n\pi z}{a}; \quad (19)$$

$$\varphi^*_e = \frac{\ln r^*}{\ln r^*_1}\left[\left(1-\frac{z}{a}\right)+N\frac{z}{a}\right] + \sum_{n=1}^{\infty}\left[A^e_n I_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right) + B^e_n K_0\left(\frac{n\pi r}{a}\right)\right]\sin\frac{n\pi z}{a}. \quad (20)$$

Обратимся теперь к уравнению (1), записав его для функции $\sigma^*(z^*)$. Имеем:

$$-\frac{d\sigma^*}{dz^*} = I^*_0 + \frac{d}{dz^*}(g^*_0\bar{E}^*_z); \quad (21)$$

где

$$I_{0\text{баз}} = 2\pi\sigma_0 v\,(r^*_1)^2 \ln\frac{1}{r^*_1}; \quad g_{0\text{баз}} = 2\pi r_1\,\varepsilon_0 v;$$

$$E_{\text{баз}} = \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} r^*_1 \ln\frac{1}{r^*_1}.$$

Зависимость $\bar{E}^*_z(z^*)$ в правой части (21) определяется по (19) и (2):

$$E^*_z = -\frac{\partial\varphi^*_i}{\partial z^*}; \quad \bar{E}^*_i = \frac{1-N}{a^*} - \frac{2}{r^*_1}\sum_{n=1}^{\infty} A^i_n I_1\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)\cos\frac{n\pi z}{a}. \quad (22)$$

Используя методику, изложенную в [Л. 2], можно найти распределение $I^*_0(z^*)$, вычислив предварительно потенциал поверхности нити $\varphi^*(r^*_1, z^*)$ по выражению (19) или (20).

Зависимость $\tau(z)$ не может быть получена непосредственным интегрированием уравнения (1), так как законы изменения $\bar{E}_z(z)$ и $I_0(z)$ заранее не известны и определяются через искомую функцию $\tau(z)$. По этой причине для решения задачи нейтрализации обычно применяются итеративные схемы. Не останавливаясь на их недостатках, рассмотрим иной подход, позволяющий свести задачу к решению бесконечной системы алгебраических уравнений относительно коэффициентов разложения кривой $\sigma^*(z^*)$—S_n.

Заметим, что из трех функций координаты z^*, входящих в уравнение (21), две (σ^* и $\bar{E}^*_z$) представлены в форме рядов Фурье. Аналогичное представление допускает распределение нейтрализующего тока до нити $I^*_0(z^*)$. Зависимость $I^*_0(z^*)$ заранее не известна. Для ее определения используется опытная или расчетная вольт-амперная характеристика промежутка «нейтрализатор — объект» $I^*_0(\varphi^*)$. В расчете полагаем, что потенциал поверхности нити изменяется по закону $\varphi^*(r^*_1, z^*)$ согласно (19) и (20). Полагаем также, что нейтрализующий ток протекает только в пределах активной зоны. Получим:

$$I^*_0(z^*) = \begin{cases} 0, & \text{если } 0 \leqslant z^* \leqslant b^*; \\ f[\varphi^*(r^*_1, z^*)], & \text{если } b^* \leqslant z^* \leqslant l^*; \\ 0, & \text{если } l^* \leqslant z^* \leqslant a^*. \end{cases} \quad (23)$$

Так как характеристика $I^*_0(\varphi^*)$ нелинейна, разбиваем интервал $l^* - b^*$ на m участков длины $\Delta z^* = \frac{l^*-b^*}{m}$ с координатами точек деления: $z^*_0 = b^*$, z^*_1, ..., z^*_{m-1}, $z^*_m = l^*$ и аппроксимируем $I^*_0(\varphi^*)$ ломаной, определяя тангенс угла наклона как

$$C_i = \frac{I^*_{0i} - I^*_{0,i-1}}{\varphi^*(z^*_i) - \varphi^*(z^*_{i-1})} \quad (i = 1, 2, \ldots, m).$$

Такая замена позволяет определить ток с любой заданной погрешностью, если известны потенциалы $\varphi^*(z^*_i)$, соответствующие границам участков.

Принимая на первом этапе $m=1$, запишем в (23) в качестве функции $f[\varphi^*(r^*_1, z^*)]$

$$I^*_0(z^*) = C_1\varphi^*(r^*_1, z^*) = C_1\left[\left(1-\frac{z}{a}\right)+N\frac{z}{a}+\sum_{n=1}^{\infty} A^i_n I_0\left(\frac{n\pi r_1}{a}\right)\sin\frac{n\pi z}{a}\right]. \quad (24)$$

Подставляя в (21) σ^* из (16) и (17), $\bar{E}^*_z$ из (22), умножая левую и правую части на $\frac{2}{a^*}\cos\frac{k\pi z}{a}$ ($k = 0, 1, 2, \ldots$) и интегрируя в пределах от 0 до a^*, получим бесконечную систему алгебраических уравнений относительно S_n ($n = 1, 2, 3, \ldots$) и постоянной N, пропорциональной выходной плотности заряда.

Определяя S_n и N и подставляя их в (19) при $r^* = r^*_1$, найдем распределение потенциала $\varphi^*(r^*_1, z^*)$ по нити в первом приближении, после чего можно провести рассмотренную выше аппроксимацию и получить второе, третье и т. д. приближения для распределения зарядов и поля.

При m аппроксимирующих участках (в том числе при $m=1$) система имеет вид:

при $k=0$

$$S_0F_{0,0} + \sum_{n=1}^{\infty} S_nF_{0,n} = M_0;$$

при $k = 1, 2, \ldots, \infty$

$$S_0F_{0,k} + S_kF_{k,k} + \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq k}}^{\infty} S_nF_{k,n} = M_k, \quad (25)$$

где

$$S_0 = 1-N, \quad M_0 = \sum_{i=1}^{m}(z^*_i - z^*_{i-1})(C_i + I^*_{i-1} + C_i\varphi^*_{i-1});$$

$$F_{0,0} = \sigma^*_0 + \frac{1}{2a^*}\sum_{i=1}^{m} C_i[(z^*_i)^2 - (z^*_{i-1})^2];$$

$$F_{0,n} = \frac{a^*}{n\pi}\,\frac{1-\alpha_n}{\varepsilon_i(1-\alpha_n)-(1+\beta_n)}\left\{\frac{a^*}{n\pi}\gamma_n \times \sum_{i=1}^{m} C_i\left(\cos\frac{n\pi z_i}{a} - \cos\frac{n\pi z_{i-1}}{a}\right) - \frac{2g^*_0}{r^*_1}[1-(-1)^n]\right\};$$

$$M_k = \sum_{i=1}^{m}\frac{2}{k\pi}(C_i - I^*_{i-1} + C_i\varphi^*_{i-1})\left(\sin\frac{k\pi z_{i-1}}{a} - \sin\frac{k\pi z_{i-1}}{a}\right);$$

$$F_{0,k} = \sum_{i=1}^{m}\frac{2C_i}{(k\pi)^2}\left(\cos\frac{k\pi z_{i-1}}{a} - \cos\frac{k\pi z_i}{a} - \frac{k\pi z_i}{a}\sin\frac{k\pi z_i}{a} + \frac{k\pi z_{i-1}}{a}\sin\frac{k\pi z_{i-1}}{a}\right);$$

$$F_{k,k} = \frac{k\pi}{a^*} + \frac{a^*}{k^2\pi^2}\gamma_k\,\frac{1-\alpha_k}{\varepsilon_i(1-\alpha_k)-(1+\beta_k)} \times$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\times\sum_{i=1}^{m} C_i\left(\sin^2\frac{k\pi z_i}{a}-\sin^2\frac{k\pi z_{i-1}}{a}\right);$$

$$F_{k,n}=\frac{1-\alpha_n}{\varepsilon_i(1-\alpha_n)-(1+\beta_n)}\left\{\gamma_n\frac{a^*}{n\pi^2}\times\right.$$

$$\times\sum_{i=1}^{m} C_i\left[\frac{\cos\frac{(n-k)\pi z_{i-1}}{a}-\cos\frac{(n-k)\pi z_i}{a}}{n-k}+\right.$$

$$\left.+\frac{\cos\frac{(n+k)\pi z_{i-1}}{a}-\cos\frac{(n+k)\pi z_i}{a}}{n+k}\right]-$$

$$\left.-\frac{2g^*_0}{r^*_1\pi}\left[\frac{(-1)^{n-k}-1}{n-k}+\frac{(-1)^{n+k}-1}{n+k}\right]\right\}.$$

В (26) $\alpha_{k,n}$, $\beta_{k,n}$, $\gamma_{k,n}$ — коэффициенты, обозначенные в (18). Решение системы (25) удобно искать методом редукции [Л. 5].

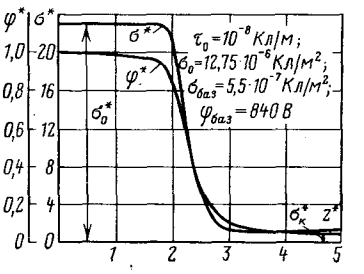
На рис. 2 представлены рассчитанные по изложенной методике распределения плотности заряда и потенциала по поверхности нити, а на рис. 3 — зависимости $\tau_k(\tau_0)$, соответствующие этим распределениям. Расчет проведен для практического случая нейтрализации зарядов на нити ($r_1=1{,}25\cdot10^{-4}$ м, $\varepsilon_i=3{,}68$; $\gamma_i=1{,}39\cdot10^{-6}$ 1/Ом·м) с помощью типового цилиндрического нейтрализатора, установленного на пневматическом ткацком станке.

Все результаты, получаемые в расчетах по рассмотренной методике, являются приближенными в силу принятого допущения $\rho(r, z)\equiv0$ и замены характеристик $I(\varphi)$ трубок тока зависимостью $I(\varphi)$ промежутка «нейтрализатор — проводящая нить». Поэтому для двух нейтрализаторов с разными зависимостями $I(\varphi)$ характеристики $\tau_k(\tau_0)$ были проверены экспериментально (рис. 3). Проверка показала, что имеется согласие между расчетом и опытом, т. е. введенные упрощающие допущения приемлемы, по крайней мере, при расчете зависимостей $\tau_k(\tau_0)$, характеризующих эффективность работы нейтрализаторов.

Рассмотренный метод расчета характеристик $\tau_k(\tau_0)$, распределений $\sigma(z)$, $\varphi(z)$ и поля в схемах с цилиндрическими нейтрализаторами прост в применении и, хотя длительность счета зависит от режима работы нейтрализатора, что связано с числом аппроксимируемых участков m, требует сравнительно небольших затрат машинного времени. Надежность реализации методики не зависит от режима работы нейтрализатора.

На основе рассмотренного метода могут быть решены задачи оптимизации процесса нейтрализации зарядов на диэлектрической нити, требующие просчета большого числа вариантов. Расширяются возможности проверки расчетом конструкций нейтрализаторов и схем их размещения в производстве.

Рис. 2. Распределение плотности заряда σ* и потенциала φ* вдоль движущейся диэлектрической нити.



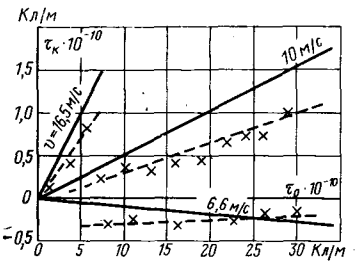


Рис. 3. Характеристики «вход — выход» цилиндрического нейтрализатора при различных скоростях движения нити.
——— — расчет; — — — — эксперимент.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Слышалов В. К., Хмылев Ю. И.** Нейтрализация зарядов статического электричества на движущихся технологических материалах. — «Электричество», 1973, № 11.

2. **Розенкранц А. С.** Методы расчета нелинейных электрических полей в ионизированном облучением газе. — «Электричество», 1970, № 12.

3. **Электрическое** поле внутри заряженной диэлектрической нити и в промежутке нить-нейтрализатор. — В кн.: Новые методы исследования в теоретической электротехнике и инженерной электрофизике. г. Иваново, 1974, вып. 3. Авт.: В. К. Слышалов, Н. А. Кромова, Ю. И. Хмылев, И. Е. Шишкова.

4. **Слышалов В. К., Кромова Н. А., Шишкова И. Е.** Цилиндрический нейтрализатор. Расчет емкости, величины индуцированного заряда и распределения электричества по поверхности. — В кн.: Новые методы исследования в теоретической электротехнике и инженерной электрофизике. г. Иваново, 1974, вып. 3.

5. **Канторович Л. В., Крылов В. И.** Приближенные методы высшего анализа. М., Гостехиздат, 1949.

[19.9.1975]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сообщения

УДК 621.313.3.001.57

Физическое моделирование пусковых процессов электрических машин с массивными ферромагнитными роторами

Доктор техн. наук, проф. ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А. В.,
канд. техн. наук ГЛАЗКОВ В. П.

Использование методов физического моделирования электромагнитных процессов [Л. 1] при исследованиях пусковых характеристик рассмотрим на примерах исследований асинхронной машины с гладким ферромагнитным ротором и синхронной неявнополюсной машины.

Исследование пусковых характеристик асинхронной машины с гладким ротором (сталь марки 35) проводилось на двигателе, изготовленном на базе синхронного двухполюсного ($p=1$) двигателя мощностью $P_{1н}=800$ кВт, напряжением $U_{1н}=6$ кВ частоты $f_1=50$ Гц (длина активных частей статора и ротора $l_t=l_p=0{,}55$ м, полюсное деление ротора $\tau_p=0{,}6$ м, воздушный зазор $\delta=9$ мм). Для получения характеристик, близких к статическим, ротор испытуемого двигателя был жестко сочленен с нагрузочной машиной, момент инерции ротора который в 10,9 раза превышал момент инерции ротора испытуемого двигателя. Пуски проводились от автотрансформатора 6/2,2 кВ (напряжение на обмотке статора $U_1\approx$ $\approx 2{,}25$ кВ), от трансформатора 10/6 кВ ($U_1\approx 3{,}6$ кВ) и непосредственно от сети 6 кВ, причем в последних двух случаях перед включением испытуемый двигатель разгонялся нагрузочной машиной в обратную сторону примерно до 1500 об/мин (пуск с реверса от $s\approx 1{,}5$).

На рис. 1 представлены зависимости тока I_1 и напряжения U_1 статора, активной мощности P_1, асинхронного момента $m=M/M_н$ (номинальный момент $M_н=260$ кГм), определенного по записи активной мощности, потребляемой двигателем, от частоты вращения (скольжения s) при пуске от сети 6 кВ. На рис. 2 те же зависимости показаны приведенными к $U_{1пр}=U_{1в}=6$ кВ при предположении, что ток статора пропорционален приложенному напряжению в первой степени, а мощность и момент во второй. При достаточно малой разнице между напряжениями U_1 и $U_{1пр}$ в процессе пуска (в нашем случае для пуска от сети 6 кВ разница не превышает 6%) нелинейность исследуемых зависимостей, обусловленная насыщением магнитной цепи машины, не вызывает существенных погрешностей. На том же рисунке показана зависимость коэффициента мощности $\cos\varphi_{1пр}$ от скольжения.

Для того чтобы результаты одного эксперимента можно было распространить на бесконечное множество машин, подобных исследованной, они должны быть представлены в критериальной форме. Подобие полей для машин с массивными ферромагнитными роторами наиболее целесообразно воспроизводить только в области ротора [Л. 1 и 2], так как определение параметров роторов в этом случае представляет наибольшие трудности, а параметры статора и зазора могут быть достаточно точно рассчитаны аналитически.

На рис. 3 зависимости, показанные на рис. 2, представлены в критериальной форме в функции критериального скольжения по [Л. 1] $\Omega^*=\Omega\tau^2_p p$, где $\Omega=2\pi f_1 s$ — угловая частота вращения поля статора относительно ротора, при этом в соответствии с [Л. 1]

$$I^*_1=\frac{I_{1пр}}{\tau_p},\quad P^*_1=\frac{P_{1пр}}{\tau_p p},\quad M^*=\frac{M_{пр}}{\tau^3_p p^2}.$$

Аналогичная обработка экспериментальных данных проведена для режимов пуска от пониженных напряжений, а результаты в критериальной форме представлены на рис. 4 ($U_{1пр}=0{,}6U_{1н}=3{,}6$ кВ) и рис. 5 ($U_{1пр}=0{,}375U_{1н}=2{,}25$ кВ). Эти результаты могут быть распространены на машины, размеры роторов которых в пределах полюсного деления пропорциональны размерам ротора исследованного двигателя (при одинаковых материалах роторов). Пропорциональность размеров зазора для рассматриваемых здесь интегральных зависимостей необязательна, однако она должна быть обеспечена при рассмотрении токораспределения в роторе, распределения магнитного поля в зазоре.

Полагаем, что исследованная машина является моделью, а машина, на которую распространяются результаты исследований, — оригиналом (в обозначения вводим индексы «м» — модель и «о» — оригинал). При одинаковых частотах питающей сети модели и оригинала ($f_{1м}=f_{1о}$) их сходственные скольжения связаны соотношением [Л. 1]:

$$s_о=\frac{s_м}{m_s}=m^2_\tau s_м=\left(\frac{\tau_{р.м}}{\tau_{р.о}}\right)^2 s_м, \qquad (1)$$

где m_s — масштаб скольжения; m_τ — масштаб полюсного деления.

При этих сходственных скольжениях должны быть обеспечены одинаковые радиальные составляющие индукции в воз-

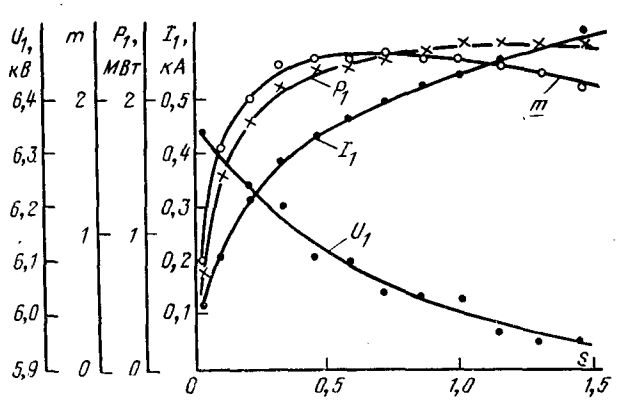


Рис. 1.

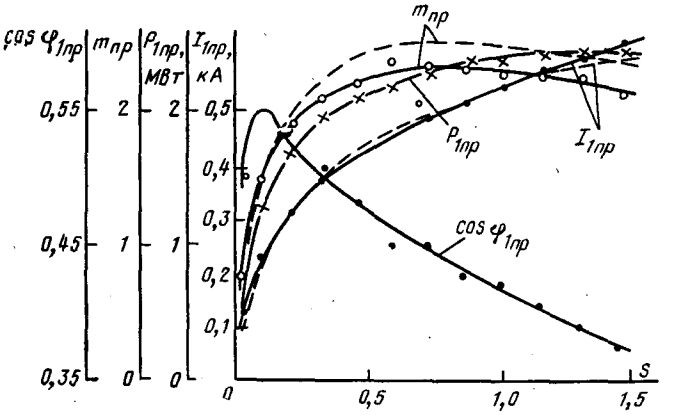


Рис. 2.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

душном зазоре модели и оригинала, что выполняется, если э. д. с. взаимоиндукции модели $E_{1м}$ и оригинала $E_{1о}$ связаны соотношением [Л. 1]

$$E_{1о}=\frac{E_{1м}}{m_{E1}}, \qquad (2)$$

где $m_{E1}=m^2{}_{\tau}\frac{w_{1м}k_{1м}}{w_{1о}k_{1о}}$ — масштаб э. д. с.; $w_{1м}w_{1о}$ — числа последовательных витков в фазах обмоток статора модели и оригинала; $k_{1м}$ и $k_{1о}$ — обмоточные коэффициенты статоров для основной гармонической вращающегося поля. Выполнение этих условий приводит к тому, что пересчет характеристик с модели на оригинал производится с учетом насыщения. Для осуществления такого пересчета на рис. 3—5 приведены зависимости $E_1=f(\Omega^*)$, рассчитанные обычным способом по результатам испытаний исследованной машины, которые в нашем случае соответствуют $E_{1м}$.

Выбранным размерным критериям подобия для сходственных скольжений при одинаковой радиальной составляющей индукции в воздушном зазоре модели и оригинала соответствуют следующие формулы для расчета фазного тока статора $I_{1о}$, асинхронного момента на валу $M_о$ и коэффициента мощности $\cos\varphi_{1о}$ машины-оригинала:

$$\left.\begin{aligned} I_{1о}&=I^*_{1м}\tau_{р.о}\frac{p_о}{p_м}\frac{w_{1м}k_{1м}}{w_{1о}k_{1о}};\\ M_о&=M^*_м\tau^3_{р.о}p^2_о;\\ \cos\varphi_{1о}&=\cos\varphi_{1м}. \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Возможность использования масштаба электромагнитного момента для пересчета момента на валу обусловлена малым значением добавочных и механических потерь по сравнению с мощностью при пуске, а масштаба приведенного тока ротора для пересчета тока статора — относительно малым намагничивающим током, приходящимся на статор и зазор. По той же причине коэффициенты мощности оригинала и модели при сходственных скольжениях равны.

Таким образом, используя зависимости рис. 3—5 как характеристики машины-модели и соотношения (1)—(3), можно рассчитать характеристики машины с гладким ферромагнитным ротором, размеры которого в пределах полюсного деления пропорциональны размерам ротора исследованного двигателя. При некоторой непропорциональности размеров ротора, несоответствии найденного по характеристикам модели напряжения оригинала заданному могут быть введены поправки по [Л. 3]; там же изложена методика более точного учета механических и добавочных потерь, потерь в стали и намагничивающих токов, что существенно лишь для относительно малых машин.

Поскольку пусковые характеристики исследованной машины-модели определены в диапазоне скольжений $s_м=0—1{,}5$, это позволяет определить характеристики машины-оригинала в диапазоне скольжений $s_о=0—1$ при $\tau_0=\sqrt{s_м/s_о}\tau_м\approx 1{,}22\tau_м$, а при меньших скольжениях — для больших значений $\tau_о$, что обусловливает целесообразность исследований характеристик в зоне малых скольжений, определяющих режимы самозапуска с помощью уменьшенных моделей.

На рис. 2 приведены также пусковые характеристики исследованного двигателя, рассчитанные по [Л. 4] (показаны пунктиром), которые достаточно хорошо (в пределах 10%) совпадают с опытными значениями.

При сложных конструкциях роторов, например в неявнополюсных синхронных машинах, когда аналитическое решение задачи связано с трудностями определения параметров с учетом зубчатости, клиньев, обмотки возбуждения (ОВ), исследования с помощью методов физического моделирования позволяют получить более точное представление о характеристиках, чем расчетные методы.

При создании специальных моделей пересчет пусковых характеристик может быть произведен по (1)—(3). Однако, если в качестве модели и оригинала использовать машины одной серии разных габаритов, то при пропорциональном изменении полюсного деления $\tau_р$ и длины $l_р$ ротора его пазовая геометрия, как правило, изменяется непропорционально: при пропорциональном изменении всех размеров роторов в той же пропорции происходило бы изменение механических напряжений, что недопустимо при изготовлении сердечников роторов разных габаритов из стали одинаковой марки. Это приводит к необходимости выполнения дополнительного условия, позволяющего моделировать неподобные в части пазовой геометрии роторы:

$$\frac{\frac{Q_в\gamma_в}{k'k_{л.в}}+\frac{Q_к\gamma_к}{k_{л.к}}}{\pi r^2_р l}=\text{idem}, \qquad (4)$$

где $Q_в$, $Q_к$ — суммарное поперечное сечение ОВ и клиньев (с учетом неравномерности распределения токов в них); $\gamma_в$, $\gamma_к$ — проводимость материала ОВ и клиньев; $r_р$ — наружный радиус ротора; $k'=1+k_п=1+R_п/r_в$ — коэффициент, учитывающий кратность пускового сопротивления $R_п$, на которое замыкается ОВ при пуске по отношению к сопротивлению $r_в$ ОВ; $k_{л.в}=\frac{lw_2}{2l_р}$ — коэффициент, учитывающий сопротивление лобовых частей ОВ (lw_2 — средняя длина витка ОВ);

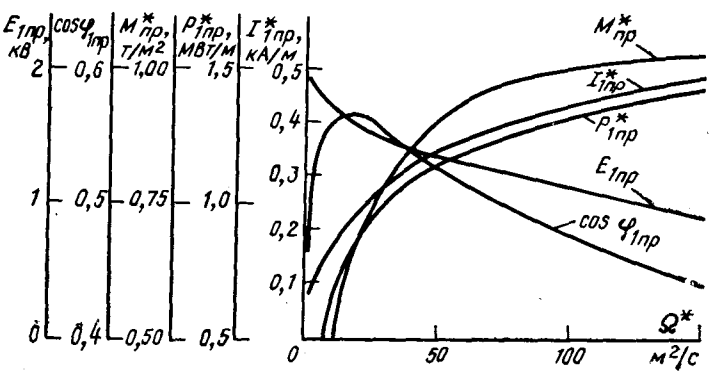


Рис. 4.

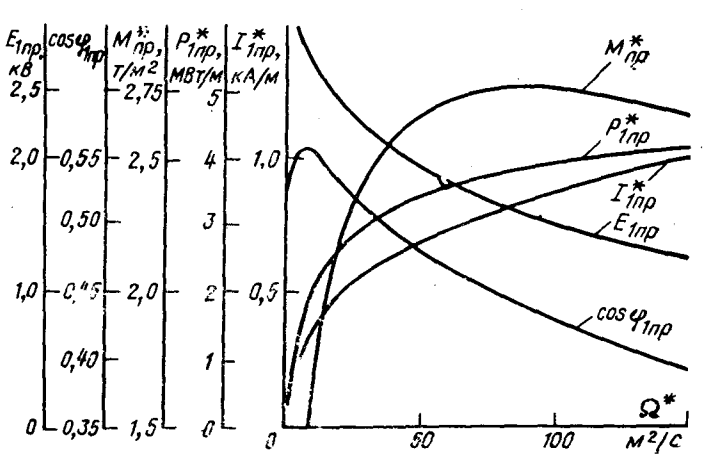


Рис. 3.

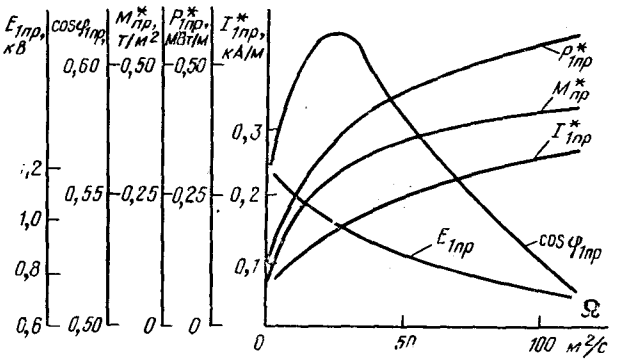


Рис. 5.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Наименование двигателя	Полюсное деление ротора $\tau_р$, м	Зазор, δ, см	Длина $l_р = l_t$, м	Число пазов			Масштабы					
				статора Z_1	ротора Z_2	ротора Z'_2	$m_\tau = \frac{\tau_{р.м}}{\tau_{р.о}}$	$m_l = \frac{l_{р.м}}{l_{р.о}}$	$\frac{m_\tau}{m_l}$	$m_s = \frac{1}{m_\tau^2}$	$m_{E1} = m_\tau^2 \frac{\omega_{1м} k_{1м}}{\omega_{1о} k_{1о}}$	$m_м = \left(\frac{p_м}{p_о}\right)^2 m_\tau^3$
СТД-1000-2 (модель)	0,605	1,1	0,65	36	20	27	0,882	0,862	1,02	1,285	1,08	0,686
СТД-1600-2 (оригинал)	0,685	1,5	0,75	42	24	33						

$$k_{л.к} = \left\{1 + \frac{1}{l_р}\left[b_к n_к + (\tau_р - b_к n_к)\frac{\gamma_к}{\gamma_{Fe}}\right]\right\} k_{к2} \qquad (5)$$

— коэффициент, учитывающий сопротивление замыканию токов, протекающих в клиньях, в торцевых («лобовых») частях с учетом ширины $b_к$ и числа $n_к$ клиньев на полюсном делении ротора, проводимости γ_{Fe} стали бочки ротора, коэффициента $k_{к2}$ основной волны контуров, образованных с помощью клиньев.

Формула (5) получена при предположении, что замыкание токов, протекающих в клиньях, происходит по коронкам зубцов и концевым участкам клиньев, т. е. по некоторому условному кольцу, образованному чередующимися коронками зубцов и клиньями, причем плотности токов в клине и условном кольце одинаковы.

Коэффициент $k_{к2}$ может быть определен как функция $\gamma = Z_2/Z'_2$ отношения числа пазов Z_2 ротора к числу его зубцовых делений Z'_2:

$$k_{к2} = \frac{2p \sin\gamma \frac{\pi}{2}}{Z_2 \sin\frac{\pi p}{Z'_2}}.$$

Выполнение условия (4) приводит к идентичности заполнения сечения ферромагнитных роторов машины-модели и машины-оригинала немагнитными проводниковыми материалами (обмотка возбуждения, клинья).

В таблице приведены основные данные синхронных двухполюсных машин серии СТД: СТД-1000-2(1000 кВт) и СТД-1600-2(1600 кВт). Условие (4) при закороченных ОВ этих машин соблюдается с точностью до 3,5%, неподобие по длине составляет 2% ($m_\tau/m_l = 1{,}02$), что дает возможность использовать их в качестве модели и оригинала.

На рис. 6 и 7 представлены пусковые характеристики двигателя СТД-1600-2 с закороченной ОВ, из которых видно, что разница между опытными (кривые *1*) и рассчитанными по [Л. 5 и 6] (кривые *2*) характеристиками достигает 30%. В то же время характеристики указанного двигателя, рассчитанные по характеристикам машины-модели СТД-1000-2 в соответствии с изложенной выше методикой, отличаются от опытных не более чем на 8% даже при неподобии пазовой геометрии, неподобии величины зазора на 17%, введении поправки на неподобие по длине.

Поскольку кривые *2* и *3* рассчитаны без учета обратного поля, опытные зависимости (кривые *1*) при сравнении с расчетными должны заменяться некоторыми «усредненными» характеристиками (на рис. 6 показана пунктиром). Более точное сравнение (с учетом одноосного эффекта) может быть проведено при использовании методики [Л. 7].

Особые преимущества дает использование методов физического моделирования при исследованиях крупных электрических машин, всесторонние испытания которых не могут быть проведены в условиях заводских стендов. В этом случае натурные испытания заменяются испытаниями на машинах-моделях.

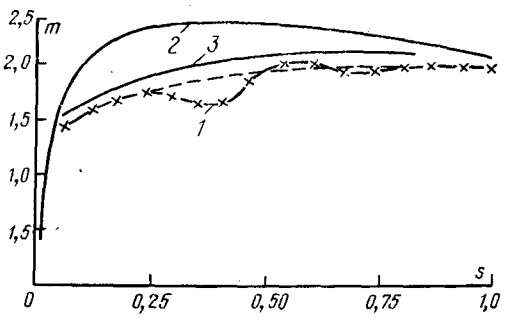


Рис. 6.

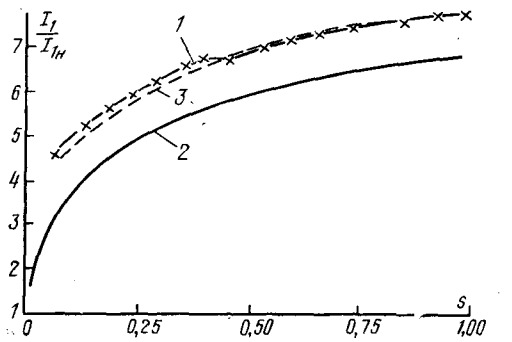


Рис. 7.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов-Смоленский А. В.** Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. М., «Энергия», 1969.

2. **Иванов-Смоленский А. В.** Моделирование частотных характеристик синхронных и асинхронных машин. — «Вестник электропромышленности», 1963, № 5.

3. **Иванов-Смоленский А. В., Лапченко П. И.** Определение частотных и нагрузочных характеристик насыщенных асинхронных машин методом подобия. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1964, № 2.

4. **Куцевалов В. М.** Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. М.—Л., «Энергия», 1966.

5. **Лютер Р. А., Самойлович Н. Я., Коган В. В.** Расчет асинхронных моментов вращения двухполюсных двигателей с магнитными бандажами. — «Сб. Электросила», 1962, № 21.

6. **Лютер Р. А., Самойлович Н. Я., Коган В. В.** Асинхронные моменты вращения машины с массивным ротором и немагнитным бандажом. — «Сб. Электросила», 1965, № 24.

7. **Иванов-Смоленский А. В., Глазков В. П.** Особенности физического моделирования роторных цепей неявнополюсных синхронных машин с массивными ферромагнитными роторами в пусковых режимах. — «Электротехника», 1974, № 5.

[22.5.1975]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК [621.316.5:537.523].001.5

Восстанавливающаяся электрическая прочность при синхронном размыкании контактов электрических аппаратов

Доктор техн. наук ТАЕВ И. С., инж. КУЗНЕЦОВ В. Н.

Московский энергетический институт

Восстанавливающаяся электрическая прочность коммутирующего элемента электрического аппарата, нарастающая в процессе превращения его из проводника электрического тока в непроводник, при переменном токе существенно зависит от момента размыкания контактов относительно тока. Для ее повышения создаются синхронные отключающие аппараты, осуществляющие фиксированное размыкание контактов непосредственно перед переходом тока через нулевое значение.

В статье излагаются результаты опытного исследования восстанавливающейся прочности последугового межконтактного промежутка за переходом отключаемого тока через нулевое значение при разных моментах размыкания контактов относительно синусоиды тока 50 Гц и результаты исследования влияния контактов и других факторов на восстанавливающуюся прочность электрических аппаратов, работающих при напряжениях до 1000 В. До настоящего времени эти зависимости не были изучены.

Измерения восстанавливающейся прочности проводились по методу многократного зондирования межконтактного промежутка. Метод позволяет получить в одном опыте несколько точек характеристики восстанавливающейся прочности. В опытах наблюдается ряд следующих друг за другом пробоев, которые фиксировались на одной электронной осциллограмме с большой разверткой процессов во времени. Кривая напряжения в этом случае имеет вид пилообразной кривой, а характеристика восстанавливающейся прочности строится как верхняя огибающая этой кривой.

Фиксированное, регулируемое относительно синусоиды отключаемого тока размыкание контактов осуществлялось с помощью специального устройства включения в заданную фазу. Время упреждения нуля тока t_0 исчисляется от момента размыкания контактов до момента следующего за ним первого перехода тока через нуль; оно изменялось в пределах от 0 до 5 мс.

Исследования выполнены на контакторе с рычажными контактами и со свободной дугой. В качестве контактных материалов применялись медь, серебро, металлокомпозиции серебра с никелем, окисью кадмия, вольфрамом и графитом.

Для исследованных контактных материалов на рис. 1,*а* представлены зависимости начальной восстанавливающейся прочности, отнесенной к моменту перехода тока через нуль, от времени упреждения нуля тока $U^0_{в.п}=f(t_0)$. Из рис. 1,*а* видно, что для всех контактных материалов время упреждения тока существенно влияет на значение восстанавливающейся прочности. Зависимости $U^0_{в.п}=f(t_0)$ имеют явно выраженные максимумы, которые наблюдаются при $t_0=1$—2 мс. Для серебра и композиции серебра с окисью кадмия максимумы в кривых смещены по сравнению с другими материалами в сторону меньших значений t_0. Наибольшие значения прочности наблюдаются в случае контактов из композиции серебро — окись кадмия, наименьшие — для контактов из материала серебро — графит.

Влияние значения отключаемого тока на восстанавливающуюся прочность характеризуется кривыми, изображенными на рис. 1,*б*. На рис. 1,*в* сравниваются между собой зависимости $U^0_{в.п}=f(t_0)$ для одного и того же материала контактов и при одном и том же отключаемом токе, но при разных скоростях размыкания контактов. Из рис. 1,*в* и результатов тео-

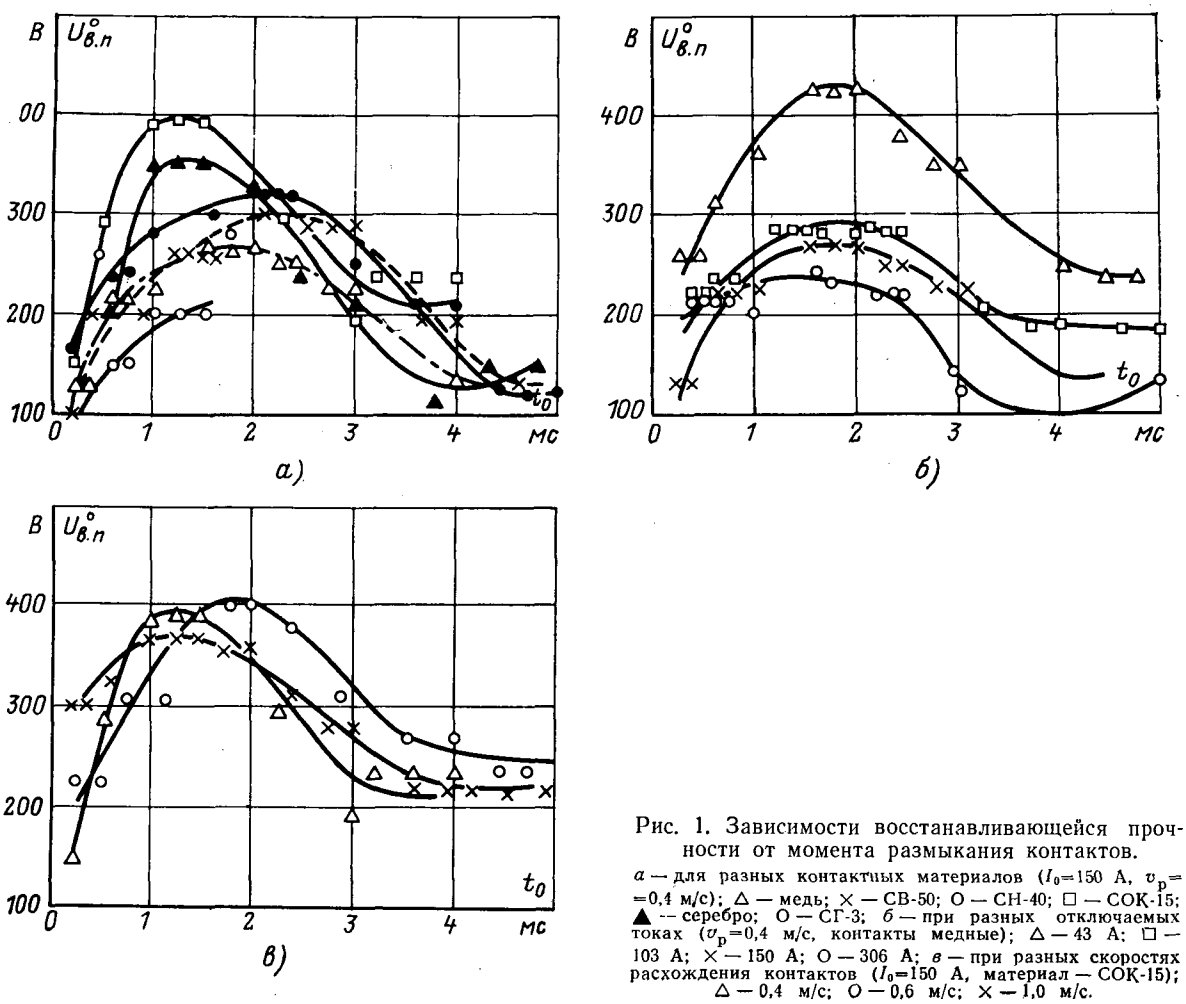


Рис. 1. Зависимости восстанавливающейся прочности от момента размыкания контактов.

а — для разных контактных материалов (I_0=150 А, $v_р$=0,4 м/с); △ — медь; × — СВ-50; О — СН-40; □ — СОК-15; ▲ — серебро; О — СГ-3; *б* — при разных отключаемых токах ($v_р$=0,4 м/с, контакты медные); △ — 43 А; □ — 103 А; × — 150 А; О — 306 А; *в* — при разных скоростях расхождения контактов (I_0=150 А, материал — СОК-15); △ — 0,4 м/с; О — 0,6 м/с; × — 1,0 м/с.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

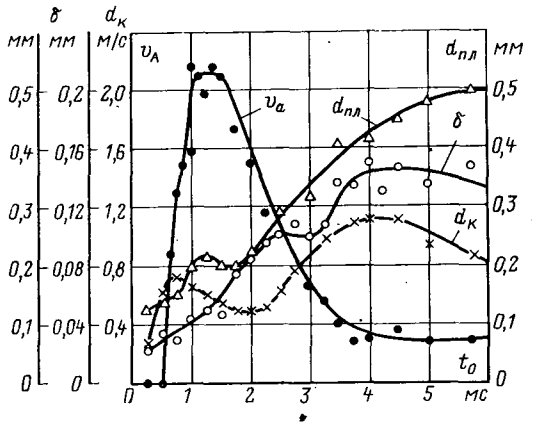


Рис. 2. Размеры последнего анодного пятна на контакте и скорость перемещения анодного основания дуги от времени упреждения момента перехода тока через нулевое значение (I_0= =150 А; $v_р$=0,4 м/с, контакты медные).

ретического исследования следует, что восстанавливающаяся прочность слабо зависит от скорости расхождения контактов в исследованных пределах ее изменения.

Основной вывод из приведенных результатов опытного исследования состоит в том, что существует оптимальный момент размыкания контактов аппарата относительно синусоиды тока, при котором восстанавливающаяся прочность максимальна. Размыкание контактов со временем упреждения больше или меньше оптимального в исследованных условиях понижает восстанавливающуюся прочность, ухудшает коммутационные возможности аппарата.

При размыкании контактов в непосредственной близости от перехода тока через нуль (t_0<0,2 мс) в большинстве опытов нормальный ход кривой восстанавливающейся прочности промежутка нарушался из-за возникновения металлических мостиков между контактами. От опыта к опыту время существования мостика после нуля тока изменялось в пределах весьма широких и достигало значений 380 мкс. Напряжение на мостике в большинстве случаев нарастало пропорционально его длине со средней скоростью 0,2 В/мкс. Из анализа осциллограмм напряжения следует вывод, что существует несколько причин возникновения мостиков. В одних случаях — это невзорвавшийся и продолжающий существовать некоторое время после нуля тока мостик размыкания. В других случаях продукты взрыва мостика размыкания, не имея возможности вылетать из межэлектродного пространства, снова оседают на поверхности контактов и на некоторое время закорачивают промежуток. В некоторых случаях мостик образуется под действием электростатических сил поля, которые вытягивают размягченный металла из поверхности контактов и перемыкают промежуток.

Для объяснения характера полученных экспериментальных зависимостей проведены опытные исследования размеров зон кипения и плавления на контакте в последнем перед нулем тока анодном основании дуги, которое за переходом через нуль становится катодным, высоты бугорка металла на контакте и скорости перемещения анодного основания дуги по контактной поверхности в процессе горения дуги.

Результаты исследования для отключаемого тока 150 А и медных контактов, расходящихся со скоростью 0,4 м/с, приведены на рис. 2. На нем обозначены: $d_{пл}$ и $d_к$ — диаметры зон плавления и кипения последнего анодного пятна дуги; $v_а$ — средняя скорость перемещения анодного основания по поверхности контакта; δ — высота бугорка металла, образующегося в последнем анодном пятне дуги.

Совместный анализ зависимостей рис. 1 и 2 позволяет выделить две характерные зоны на них: первая соответствует временам упреждения от 0 до 1—2 мс, вторая — временам больше 2 мс. Во второй зоне наблюдается снижение скорости анодных оснований $v_а$ и увеличение их размеров $d_{пл}$ и $d_к$ с ростом t_0 (рис. 2), что увеличивает интенсивность термоэлектронной эмиссии с нагретых оснований и уменьшает восстанавливающуюся прочность $U^0_{в.п}$ (рис. 1). В первой зоне восстанавливающаяся прочность возрастает с увеличением t_0, несмотря на увеличение размеров оснований дуги $d_{пл}$ и $d_к$. Но, видимо, здесь увеличение длины межконтактного промежутка существеннее влияет на восстанавливающуюся прочность, поэтому она увеличивается с ростом t_0.

При межконтактном зазоре $l_0=v_р t_0$<0,3—0,5 мм основания дуги остаются неподвижными. Меньшие значения l_0 относятся к контактам из серебра и композиции серебро — окись кадмия. Время задержки (время неподвижности) анодных оснований дуги для этих материалов меньше, чем для остальных исследованных материалов, о чем свидетельствует смещение максимумов в кривой $U^0_{в.п}=f(t_0)$ для этих материалов в сторону меньших значений t_0 (рис. 1,*а*). Теоретические исследования показали, что рост $U^0_{в.п}$ при увеличении t_0 в пределах изменения зазора в нуль тока l_0 от 0 до 0,3—0,5 мм обусловлен увеличением длины межконтактного промежутка и соответственно увеличением длины околокатодной зоны, где температура газа не достигает той, при которой возникает термическая ионизация газа.

При зазоре в нуле тока l_0=0,3—0,5 мм прочность $U^0_{в.п}$ близка к своим максимальным значениям. Существенное увеличение скорости $v_а$ в этой зоне лишь незначительно повышает $U^0_{в.п}$. Следовательно, с точки зрения обеспечения минимума времени горения дуги и максимума восстанавливающейся прочности (при синхронном отключении) необходимо обеспечить значение межконтактного зазора аппарата, работающего в обычных атмосферных условиях воздуха, примерно равной 0,3—0,5 мм к моменту перехода тока через нулевое значение. Изменение скорости расхождения контактов $v_р$ дает возможность варьировать время достижения указанного значения межконтактного зазора к моменту нуля тока.

Исследования показали, что на месте анодного пятна дуги образуется бугорок металла в той части основания, где была максимальная температура. На медном контакте этот бугорок имеет вид конусообразного пика. На остальных исследованных материалах форма бугорка более расплывчата. Вероятно, этот бугорок образуется или в момент паузы тока или спустя несколько микросекунд после момента перехода тока через нуль. Таким образом, действительное расстояние между контактами после нуля тока будет меньше произведения $v_р t_0$ и оно равно $\delta_х=(v_р t_0-\delta)$. При больших значениях времени t_0 влияние бугорка на размер межконтактного зазора незначительно. При малых же значениях t_0 высота бугорка δ соизмерима со значением $v_р t_0$. При небольших временах упреждения t_0<0,1—0,2 мс вполне вероятно закорачивание межконтактного промежутка бугорком из анодного пятна и, как следствие этого, образование металлического мостика между контактами.

Таким образом, момент размыкания контактов аппарата относительно синусоиды отключаемого тока существенно влияет на значение восстанавливающейся прочности и на коммутационные возможности контактного аппарата. Для синхронных отключающих аппаратов переменного тока низкого напряжения значение оптимального межконтактного зазора к моменту нулевого значения тока составляет 0,3—0,5 мм, при скорости расхождения контактов 0,4—1,0 м/с. Оптимальное время упреждения момента их размыкания по отношению к моменту перехода тока через нуль будет изменяться с изменением скорости расхождения контактов аппарата.

[24.5.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.372.543.3.018.782.3.001.24:621.316.925

Анализ переходных процессов в RC-фильтрах обратной последовательности с трехфазным выходом

ДОНИ Н. А., ЛЕВИУШ А. И.

Чебоксары, Москва

Фильтры симметричных составляющих с трехфазным выходом находят применение в быстродействующих защитах ВЛ напряжением 500 кВ и выше [Л. 1 и 2].

Анализ переходных процессов в фильтрах симметричных составляющих с трехфазным выходом обычно затруднен, так как в процессе определения выходной реакции приходится находить решение системы не менее чем шести дифференциальных уравнений. Инерционность фильтров напряжения обратной последовательности с однофазным выходом для широкого класса схем рассмотрена в [Л. 3].

Задачу анализа переходного процесса фильтра обратной последовательности с трехфазным выходом можно существенно упростить, используя его однофазные эквивалентные схемы замещения [Л. 4]. При этом система входных напряжений фильтра представляется в виде суммы прямой и обратной последовательностей, и рассматривается включение на эти напряжения однофазных схем замещения для каждой последовательности отдельно. Нулевая последовательность исключается благодаря включению фильтра на линейные напряжения. После этого производится суммирование составляющих прямой и обратной последовательностей выходной реакции фильтра и в результате определяются искомые фазные токи нагрузки. Ниже рассматриваются два типа фильтров напряжения обратной последовательности (ФНОП), конфигурация которых приведена на рис. 1,*а*. По виду сопротивлений в одном из плеч фильтры в дальнейшем будут называться 2*R*-*C* или 2*C*-*R* типа. Для фильтра типа 2*R*-*C*:

$$Z_1=\frac{1}{j\omega C_1}+R_1;\quad Z_2=R_2;\quad R_1=\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_{\text{п}}C_1},\quad R_2=2R_1;$$

для фильтра типа 2*C*-*R*:

$$Z_1=\frac{1}{j\omega C_1};\quad Z_2=\frac{1}{j\omega C_2}+R_1;\quad R_1=\frac{\sqrt{3}}{2C_1\omega_{\text{п}}};\quad C_2=2C_1,$$

где $\omega_{\text{п}}$ — промышленная круговая частота.

Однофазные операторные схемы замещения нагруженного ФНОП для системы напряжения прямой и обратной последовательностей имеют одинаковый вид (рис. 1,*б*), где

для системы прямой последовательности

$$Z_{11}(p)=Z_{22}(p)=\frac{Z_1(p)+Z_2^{*}(p)}{3};$$

$$Z_{12}=\frac{Z_2(p)+aZ(p)}{3};$$

$$Z_{21}=\frac{Z_2(p)+a^2Z_1(p)}{3};$$

для системы обратной последовательности

$$Z_{11}(p)=Z_{22}(p)=\frac{Z_1(p)+Z_2(p)}{3};$$

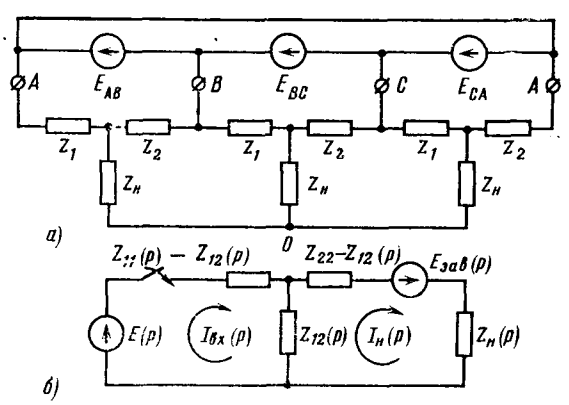


Рис. 1. Схема ФНОП с трехфазным выходом (*а*) и его однофазная схема замещения (*б*).

$$Z_{12}(p)=\frac{Z_2(p)+a^2Z_1(p)}{3};$$

$$Z_{21}(p)=\frac{Z_2(p)+aZ_1(p)}{3};$$

$$a=e^{j120^\circ}.$$

Поскольку ФНОП является необратимым многополюсником, его однофазные схемы замещения содержат зависимый источник э. д. с.:

$$E_{\text{зав}}(p)=I_{\text{вх}}(p)\,[Z_{21}(p)-Z_{12}(p)].$$

Решая систему операторных уравнений для схем замещения ФНОП, можно найти ток в нагрузке $I_{\text{н}}(p)$:

$$I_{\text{н}}(p)=\frac{E(p)\,Z_{21}(p)}{Z_{22}(p)\,Z_{11}(p)+Z_{11}(p)\,Z_{\text{н}}(p)-Z_{12}(p)\,Z_{21}(p)}. \qquad (1)$$

Подстановка значений для прямой или обратной последовательности в выражение (1) дает выходной ток соответствующей последовательности. Уравнение (1) справедливо для нулевых начальных условий. Для приведения расчета с ненулевыми начальными условиями к расчету с нулевыми начальными условиями может быть использован принцип наложения [Л. 5].

Так как характер протекания переходного процесса ФНОП зависит от входной функции цепи $Z_{\text{н}}(p)$, то анализ может быть проведен только для конкретного случая. Ниже рассматриваются переходные процессы при активной нагрузке на ФНОП, т. е. $Z_{\text{н}}(p)=R_{\text{н}}$.

Для однофазных схем замещения ФНОП типа 2*R*-*C* при включении на синусоидальное напряжение любой частоты $e_A^{(1,2)}(t)=E_m^{(1,2)}\sin(\omega t+\psi^{(1,2)})$ прямой или обратной последовательности из выражения (1) после подстановки *Z*-параметров и $E(p)$ можно получить $I_{\text{н}}(p)$ для соответствующей последовательности

$$I_{\text{н}}^{(1,2)}(p)=$$

$$=\frac{E_m e^{j\psi^{(1,2)}}\left[-0{,}5\mp j\frac{\sqrt{3}}{2}+pC_1R_1\left(\frac{3}{2}\mp j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right]}{(p-j\omega)\,[R_{\text{н}}+2R_1+pC_1R_1(3R_{\text{н}}+2R_1)]}. \qquad (1a)$$

Цифры в показателе степени обозначают последовательности (прямая, обратная).

Анализ операторного уравнения (1а) показывает, что для прямой и обратной последовательности переходный процесс характеризуется двумя корнями:

$$\left.\begin{aligned}p_1&=j\omega;\\ p_2&=-\frac{\eta+2}{3\eta+2}\sqrt{3}\,\omega_{\text{п}},\end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где $\eta=R_{\text{н}}/R_1$, причем p_1 определяет вынужденную периодическую составляющую, а p_2 — свободную апериодическую составляющую переходного процесса.

В общем случае для системы напряжений прямой и обратной последовательности функция времени $i_{\text{н}}^{(1,2)}(t)$ может быть найдена из (1а) по теореме разложения [Л. 5] с учетом соотношений, связывающих R_1, R_2 и C_1:

$$i_{\text{н}}^{(1,2)}(t)=A_{\text{н.п}}^{(1,2)}\sin(\omega t+\varphi_{\text{н.п}}^{(1,2)}+\psi^{(1,2)})+$$

$$+A_{\text{н.а}}^{(1,2)}\sin(\varphi_{\text{н.а}}^{(1,2)}+\psi^{(1,2)})\,e^{-\frac{t}{T_1}}, \qquad (3)$$

где

$$A_{\text{н.п}}^{(1,2)}=|Q_{\text{н.п}}^{(1,2)}\times E_{\text{м}}^{(1,2)}|,\quad \varphi_{\text{н.п}}^{(1,2)}=\arg Q_{\text{н.п}}^{(1,2)};$$

$$A_{\text{н.а}}^{(1,2)}=|Q_{\text{н.а}}^{(1,2)}\times E_{\text{м}}^{(1,2)}|,\quad \varphi_{\text{н.а}}^{(1,2)}=\arg Q_{\text{н.а}}^{(1,2)};$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$T_1 = -\frac{1}{p_2}$ — постоянная времени затухания апериодической составляющей;

$$Q_{\text{н.п}}^{(1,2)} = \frac{\left(1 \mp \frac{\omega}{\omega_\text{п}}\right)\left(-0{,}5 \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{\left[(\eta+2) + j\frac{\omega}{\sqrt{3}\,\omega_\text{п}}(3\eta+2)\right]R_1},$$

$$Q_{\text{н.а}}^{(1,2)} = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_\text{п}}\left(\frac{3}{2} \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)p_2 - 0{,}5 \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}}{(p_2 - j\omega)\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_\text{п}}R_1(3\eta+2)}.$$

Для ФНОП типа 2*R*-*C* характер изменения величины постоянной времени затухания T_1 апериодической составляющей в зависимости от η показан на рис. 2. На этом же рисунке показана зависимость от нагрузки соотношения K_1 между максимальным значением апериодической составляющей и амплитудой периодической составляющей обратной последовательности с частотой, соответствующей частоте настройки фильтра $\omega_\text{п}$, при $E'_m = E^{(2)}{}_m = 1$ (кривая 2):

$$K_1 = \frac{A_{\text{н.а}}^{(1)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}} = \frac{A_{\text{н.а}}^{(2)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}} = \frac{\left|\frac{\eta+2}{3\eta+2}\left(\frac{3}{2} \mp \frac{\sqrt{3}}{2}\right) - 0{,}5 \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}\right|}{2}, \quad (4)$$

где знаки «—» и «+» перед $j\frac{\sqrt{3}}{2}$ отвечают апериодическим составляющим, обусловленным входными периодическими составляющими прямой и обратной последовательности соответственно.

Как видно из рис. 2 и выражения (2), при изменении нагрузки на ФНОП типа 2*R*-*C* ($0 \leqslant \eta \leqslant \infty$) T_1 изменяется от $\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_\text{п}} = 1{,}85$ мс (режим короткого замыкания) до $\frac{\sqrt{3}}{\omega_\text{п}} = 5{,}5$ мс (режим холостого хода). Коэффициент K_1 (4) при этом соответственно изменяется от 1 до $\frac{1}{\sqrt{3}}$.

При максимальном значении K_1 ФНОП типа 2*R*-*C* через 5,5 мс относительная величина апериодической составляющей в режиме короткого замыкания оказывается более чем в 4 раза меньше, чем в режиме холостого хода.

Для однофазных схем замещения ФНОП типа 2*C*-*R* при включении на синусоидальное напряжение любой частоты из выражения (1) после подстановки *Z*-параметров и $E(p)$ можно получить $I_\text{н}(p)$ для соответствующей последовательности

$$I_\text{н}^{(1,2)}(p) = \frac{E_m e^{j\psi} 2pC_1\left[pR_1C_1 \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}\right]}{(p - j\omega)\left[p^2 2R_1C^2{}_1R_\text{н} + p(3C_1R_\text{н} + 2R_1C_1) + 1\right]}. \quad (1б)$$

Анализ операторного уравнения (1б) показывает, что для прямой и обратной последовательности переходный процесс характеризуется тремя корнями:

$$p_1 = j\omega;$$

$$p_{2,3} = \frac{-(3\eta+2) \pm \sqrt{9\eta^2 + 4\eta + 2}}{4\eta}\,\frac{2\omega_\text{п}}{\sqrt{3}}. \quad (5)$$

Для систем напряжений прямой и обратной последовательности функция времени $i_\text{н}^{(1,2)}(t)$ аналогично (2) имеют вид:

$$i_\text{н}^{(1,2)} = A_{\text{н.п}}^{(1,2)} \sin(\omega t + \varphi_{\text{н.п}}^{(1,2)} + \psi^{(1,2)}) + A_{\text{н.а2}}^{(1,2)} \sin(\varphi_{\text{н.а2}}^{(1,2)} + \psi^{(1,2)})\, e^{-\frac{t}{T_2}} + A_{\text{н.а3}}^{(1,2)} \sin(\varphi_{\text{н.а3}}^{(1,2)} + \psi^{(1,2)})\, e^{-\frac{t}{T_3}},$$

где

$$A_{\text{н.п}}^{(1,2)} = |Q_{\text{н.п}}^{(1,2)} \times E_m^{(1,2)}|, \quad \varphi_{\text{н.п}}^{(1,2)} = \arg Q_{\text{н.п}}^{(1,2)},$$

$$A_{\text{н.а2,3}}^{(1,2)} = |Q_{\text{н.а2,3}}^{(1,2)} \times E_m^{1,2}|, \quad \varphi_{\text{н.а2,3}}^{(1,2)} = \arg Q_{\text{н.а2,3}}^{(1,2)},$$

$T_2 = -\frac{1}{p_2}$; $T_3 = -\frac{1}{p_3}$ — постоянные времени затухания апериодических составляющих;

$$Q_{\text{н.п}}^{(1,2)} = \frac{\pm\sqrt{3}\,\omega C_1\left(1 \mp \frac{\omega}{\omega_\text{п}}\right)}{1 - \frac{3}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_\text{п}}\right)^2\eta + j\frac{\omega}{\omega_\text{п}}\left(\sqrt{3} + \frac{3\sqrt{3}}{2}\eta\right)},$$

$$Q_{\text{н.а2,3}}^{(1,2)} = \frac{\sqrt{3}\,p_{2,3}C_1\left(p_{2,3}\frac{1}{\omega_\text{п}} \mp j\right)}{(p_{2,3} - j\omega)\,p_{2,3}\left(\frac{3\eta}{\omega_\text{п}^2} + \frac{3\sqrt{3}\,\eta}{2\omega_\text{п}} + \frac{\sqrt{3}}{\omega_\text{п}}\right)}.$$

Для ФНОП типа 2*C*-*R* характер изменения величин постоянных времени T_2 и T_3 затухания апериодических составляющих в зависимости от η показан на рис. 2.

На этом же рисунке показаны зависимости от нагрузки соотношений K между максимальными значениями апериодических составляющих и амплитудой периодической составляющей обратной последовательности с частотой, соответствующей частоте настройки фильтра $\omega_\text{п}$, при $E_m^{(1)} = E_m^{(2)} = 1$:

$$K_2 = \frac{A_{\text{н.а2}}^{(1)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}} = \frac{A_{\text{н.а2}}^{(2)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}};$$

$$K_3 = \frac{A_{\text{н.а3}}^{(1)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}} = \frac{A_{\text{н.а3}}^{(2)}}{A_{\text{н.п}}^{(2)}}.$$

Соответствующие выражения для K_2 и K_3, аналогичные (4), здесь не приводятся.

При $\eta \to 0$ (в режиме короткого замыкания), как видно из рис. 2 и выражения (5), после раскрытия неопределенности типа $\frac{0}{0}$ по правилу Лопиталя $T_2 = \frac{\sqrt{3}}{\omega_\text{п}} = 5{,}5$ мс, а K_2, как показывают расчеты, стремится к 0,33. В режиме короткого замыкания K_3 стремится к бесконечности, однако T_3 стремится к нулю. Поэтому переходный процесс определяется постоянной T_2 и соответствующими ей апериодическими составляющими $A_{\text{н.а2}}^{(1)}$ и $A_{\text{н.а2}}^{(2)}$.

В режиме, близком к холостому ходу ($\eta \to \infty$), в соответствии с (5) $T_2 \to \infty$, а K_2, как видно из рис. 2, стремится к нулю. В этом же случае $T_3 = \frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_\text{п}} = 1{,}85$ мс и $K_3 = 1$ в соответствии с рис. 2. Поэтому переходный процесс определяется постоянной времени T_3 и соответствующими ей апериодическими составляющими.

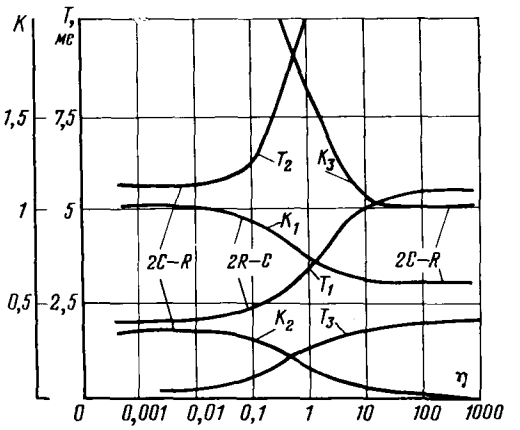


Рис. 2. Зависимости T и K от η.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

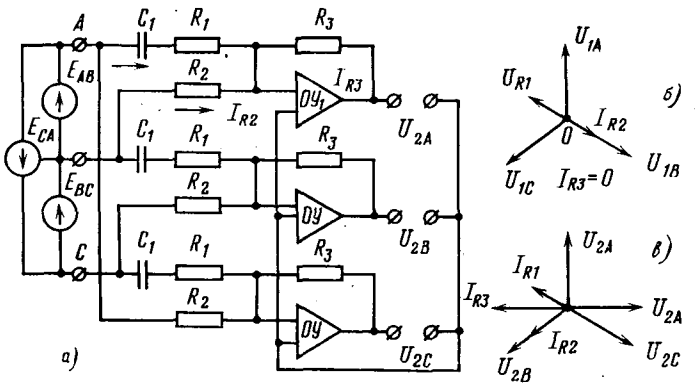


Рис. 3. Схема ФНОП с применением *ОУ* (*а*) и его векторные диаграммы (*б* и *в*).

При максимальном значении K у ФНОП типа $2C$-R через 5,5 мс относительная величина апериодических составляющих в режиме холостого хода оказывается более чем в 2 раза меньше, чем в режиме короткого замыкания.

Минимизация времени искажения выходных величин фильтра апериодическими составляющими переходного процесса в самом фильтре достигается путем использования ФНОП типа $2R$-C в режиме короткого замыкания или типа $2C$-R в режиме холостого хода. Указанный вывод может быть распространен на RC-фильтры с однофазным выходом.

Так как мощность, выделяемая в нагрузке в обоих случаях, равна нулю, перспективным является использование ФНОП типа $2R$-C в режиме короткого замыкания совместно с операционными усилителями (*ОУ*), которые в этом случае выполняют функцию преобразования тока в напряжение, или ФНОП типа $2C$-R в режиме холостого хода совместно с единичными усилителями на *ОУ* [Л. 6].

На рис. 3,*а* в качестве примера показано включение ФНОП типа $2R$-C с *ОУ*. В случае выполнения операционных цепей на прецизионных элементах такой фильтр не нуждается в настройке в процессе заводского изготовления, наладки и эксплуатации.

Передаточную функцию рассматриваемого фильтра можно получить, подставляя в (1) соответствующие значения Z — параметров с учетом $R_н=0$:

для прямой последовательности

$$U^{(1)}_{вых}(p) = -\frac{E(p)\left[a^2 + \frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_п} p(2+a^2)\right] R_з}{2R_1\left(1 + p\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_п}\right)};$$

для обратной последовательности

$$U^{(2)}_{вых}(p) = -\frac{E(p)\left[a + \frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_п} p(2+a)\right] R_з}{2R_1\left(1 + p\frac{1}{\sqrt{3}\,\omega_п}\right)}.$$

Знак минус означает инверсию входных напряжений фильтра операционным усилителем.

Векторные диаграммы фильтра при подаче напряжения прямой и обратной последовательности для фазы A показаны на рис. 3,*б* и 3,*в* соответственно. Точка 0 на рис. 3 соответствует искусственной нейтральной точке треугольника напряжений ABC, что обеспечивает исключение составляющих нулевой последовательности из фазных напряжений. Вектор фазного выходного напряжения обратной последовательности U'_{2A} отстает от соответствующего фазного входного напряжения U_{2A} на угол 90°.

Все положения, изложенные выше, проверены экспериментально как на макетах отдельных фильтров, так и в опытном образце реле направления мощности обратной последовательности, а также расчетами на ЦВМ.

Выводы. 1. Анализ переходных процессов в фильтрах симметричных составляющих обратной последовательности с трехфазным выходом упрощается при использовании однофазных эквивалентных операторных схем замещения.

2. Минимизация времени искажения выходных величин фильтра апериодическими составляющими переходного процесса в самих фильтрах с трехфазным выходом достигается путем использования ФНОП типа $2R$-C в режиме короткого замыкания или типа $2C$-R в режиме холостого хода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Атабеков Г. И.** Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. М., Госэнергоиздат, 1957. 344 с.

2. **Левиуш А. И., Медведева Л. Н., Сапир Е. Д.** Быстродействующее реле направления мощности обратной последовательности. — «Электричество», 1972, № 6, с. 32—36.

3. **Будкин В. В.** Инерционность фильтров напряжения обратной последовательности. — «Труды МЭИ», 1974, вып. 199, с. 31—46.

4. **Васецкий В. М.** Однофазные схемы замещения трехфазных фильтров симметричных составляющих прямой и обратной последовательности. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1972, вып. 36, с. 83—90.

5. **Основы** теории цепей. М., «Энергия», 1975. 751 с. Авт.: Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов.

6. **Марше Ж.** Операционные усилители и их применение. М., «Энергия», 1974. 215 с.

[2.8.1976]

УДК 621.365.22.001.5

О методе наложения пониженного напряжения для определения электрических параметров ванны руднотермических печей

Кандидаты техн. наук ДАНЦИС Я. Б., ВОВЧИК И. Ш.

Ленинград

Определение оптимальных параметров электропечной установки неразрывно связано с изучением эквивалентной схемы ванны печи и распределения мощности в ней. Практические исследования действующих печей и теоретические разработки отечественных и зарубежных ученых значительно расширили познания в области электрических параметров ванны руднотермических печей. Однако до настоящего времени отсутствуют общепризнанные экспериментальные методы исследования, результаты которых, отражая истинную энергетическую картину в ванне печи, могли бы явиться подтверждением той или иной теории [Л. 1].

В [Л. 2] была опубликована методика определения распределения мощности в ванне печи путем переключения ее на пониженное напряжение, при котором электрические дуги не

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

могут существовать, и ток проходит через сопротивление, шунтирующее дугу. Когда шунтирующее сопротивление отсутствует, сопротивление ванны печи возрастает до бесконечности, так как дуга гаснет. В эксперименте по данной методике было получено значение сопротивления ванны спустя 5 с после отключения рабочего напряжения. Кривые, иллюстрирующие изменение сопротивления ванны во времени после отключения печи позволяют, как указывалось в [Л. 2], путем их экстраполяции до оси ординат определить сопротивление ванны в момент отключения рабочего напряжения, что является весьма важным в данной задаче.

Авторами настоящей статьи разработана методика измерений тока и напряжения через 0,05—1,0 с после переключения и показано, что данные, полученные через несколько секунд после переключения, не отражают характер изменения сопротивления ванны в первые десятые доли секунды после отключения рабочего напряжения. Интервал времени после отключения в 3—5 с слишком велик, и сделанные на его основе выводы о величине сопротивления, шунтирующего электропечную дугу, не соответствуют его реальному значению.

При измерениях по предлагаемой методике сначала на осциллографе фиксируются ток I и напряжение $U_{э.п}$ исследуемого режима (участок *а*, рис. 1), затем отключается печной трансформатор и подключается источник пониженного напряжения (6—8 В), при котором дуга не может гореть. Во время переключения печи напряжение на вход осциллографа не подается (участок *б*, рис. 1), после переключения на осциллографе регистрируются пониженное напряжение $U_н$ и соответствующий ему ток $I_н$ (участок *в*, рис. 1). Зная частоту переменного тока, можно по протяженности участка *б* определить время, прошедшее с момента отключения печи до подключения источника пониженного напряжения.

Изменения во времени сопротивления ванны $R''_э=f(t)$ электрокорундовой печи мощностью 5500 кВ·А при подключении ее к источнику пониженного напряжения показаны на рис. 2. Кривая *1* построена по осциллограммам, полученным при напряжении между электродом и подом $U_{э.п}=133{,}9$ В и токе $I=10{,}6$ кА (ступень напряжения 267 В) и при подключении на пониженное напряжение. Рабочий режим печи при получении осциллограмм для кривой *2* характеризовался напряжением $U_{э.п}=119{,}3$ В и током $I=10{,}4$ кА (ступень напряжения 236 В), а для кривой *3* — $U_{э.п}=90{,}2$ В и $I=8{,}4$ кА (ступень напряжения 178 В).

Характер кривых убедительно доказывает, что $R''_э$ резко изменяется в течение первых 0,3 с после отключения печи и ее подключения к источнику пониженного напряжения. Достигнув величины порядка $10\cdot10^{-3}$ Ом, $R''_э$ изменяется незначительно. Как показал анализ большого числа осциллограмм, значения $R''_э$ в момент отключения печи, полученные путем экстраполяции с учетом того, что функция $R''_э=f(t)$ является плавной кривой, не содержат существенных погрешностей, т. е. экстраполяция при малых интервалах времени является вполне допустимой.

Кривые *1—3* на рис. 3 иллюстрируют характер функции $R''_э=f(t)$ в течение длительного времени. Кривая *1* соответствует переключению печи со ступени 267 В к источнику пониженного напряжения, *2* — с 236 В и *3* — со 178 В. Исходными данными для построения указанных кривых служили показания измерительных стрелочных приборов. Первые показания снимались через 3—5 с после переключения печи к источнику пониженного напряжения.

Из кривых на рис. 3 видно, что в течение первых 2 мин сопротивление ванны $R''_э$ равно примерно $10\cdot10^{-3}$ Ом, таким образом, порядок $R''_э$ через 0,2—0,3 с (см. рис. 2) и через 2 мин после переключения один и тот же. Практическое равенство $R''_э$ в интервале времени от 3—5 с до 1—2 мин подчеркивает необходимость исследования изменения $R''_э$ в первые десятые доли секунды после переключения. Следует иметь в виду, что для руднотермических печей с другими электрическими и геометрическими параметрами ход кривых изменения сопротивления ванны во времени окажется иным. Однако по предлагаемой методике такие кривые могут быть построены для каждой печи.

Исследования, проведенные методом зондирования [Л. 3] и при переключении печи к источнику пониженного напряжения, позволяют сделать выводы о строении тигля печи. В [Л. 4] подчеркивается, что из-за трудностей эксперимента тигель печи менее всего изучен. В производственных условиях тигель недоступен наблюдению, так как закрыт со всех сторон шихтой и расплавом и находится в зоне наиболее высоких температур. Избыточное давление под торцом электрода, обусловленное электропечной дугой, создает углубление в жидком расплаве, в котором опущен электрод. Такое строение тигля объясняет изменение электрических параметров ванны при ее переключении к источнику пониженного напряжения. С ликвидацией избыточного давления, вызванного электропечной дугой, расплав довольно быстро проникает в полость тигля (в течение 0,1—0,2 с). Электрод непосредственно контактирует с расплавом в первые десятые доли секунды после переключения, и наблюдается резкое снижение сопротивления ванны (см. рис. 2).

После контакта электрода с расплавом вследствие большой тепловой инерционности в течение 1—2 мин нет сколько-нибудь ощутимых изменений электрических параметров, затем эквивалентное сопротивление ванны, подключенной к источнику пониженного напряжения, начинает повышаться (см. рис. 3). С ростом глубины погружения электрода увеличивается отрезок времени до перегиба на кривых $R''_э=f(t)$.

Значения электрических параметров печи, измеренные при ее подключении к источнику пониженного напряжения, в сочетании с данными, полученными методом зондирования [Л. 3], позволяют рассчитать сопротивления отдельных участков рабочего пространства ванны печи и найти распределение энергии на этих участках. По результатам анализа осциллограмм исследуемого режима и при подключении печи к источнику пониженного напряжения можно представить, что эквивалентная схема ванны трехфазной электрокорундовой печи представляет собой параллельно соединенные сопротивление дуги $r_д$ и шунтирующее дугу сопротивление $r_ш$, последовательно к которым подключено сопротивление расплава $r_р$ (рис. 4).

На основе гистограмм распределений напряжения и тока, полученных по осциллограммам исследуемого рабочего режима, определяются значения $U_{э.л}$ и I и находятся эквивалент-

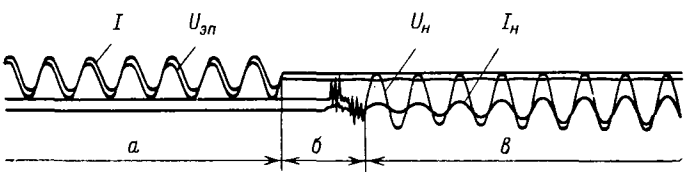


Рис. 1.

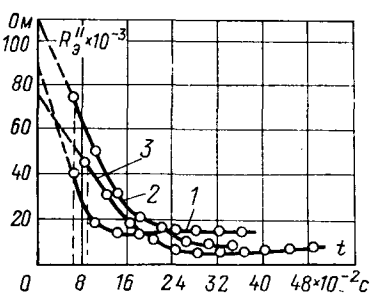


Рис. 2.

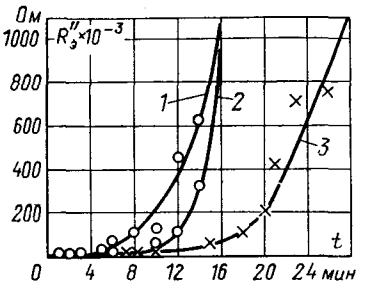


Рис. 3.

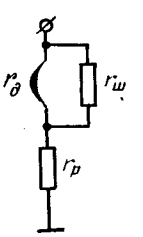


Рис. 4.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ное сопротивление ванны печи $R_э$ и ее проводимость:

$$R_э = \frac{U_{э.п}}{I} \quad \text{и} \quad j = \frac{I}{U_{э.п}}.$$

По данным осциллограмм зондирования определяется напряжение дуги $U_д$ и рассчитываются сопротивление расплава $r_р$ и эквивалентное сопротивление $R'_э$ параллельно включенных $r_д$ и $r_ш$:

$$r_р = \frac{U_{э.п} - U_д}{I} \quad \text{и} \quad R'_э = \frac{U_д}{I}.$$

Параметры зависимости $R''_э = f(j)$ можно найти, обработав экспериментальные данные по способу наименьших квадратов, и для наиболее характерного значения j в исследуемом режиме определить $R''_э$. Зная $R'_э$ и $R''_э$, сопротивления $r_ш$ и $r_д$ находятся из очевидных выражений:

$$R'_э = \frac{r_ш r_д}{r_ш + r_д} \quad \text{и} \quad R''_э = r_ш + r_р.$$

Токи $I_д$ и $I_ш$ определяются из равенств:

$$I_д = \frac{r_ш I}{r_д + r_ш} \quad \text{и} \quad I_ш = I - I_д.$$

По значениям сопротивлений каждого участка ванны печи, токов и напряжений легко найти соответствующие им мощности.

Выводы. 1. Показано, что сопротивление ванны руднотермической печи резко изменяется в первые десятые доли секунды после ее переключения к источнику пониженного напряжения. Значения сопротивлений ванны, полученные путем экстраполяции результатов измерений при более длительных интервалах времени являются неправильными.

2. Разработанная методика переключения ванны печи к источнику пониженного напряжения в сочетании с данными, получаемыми методом зондирования, позволяет установить параметры эквивалентной схемы ванны руднотермической печи и определить распределение энергии внутри ванны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Данцис Я. Б.** Об электрической дуге руднотермических печей. Исследования в области химической электротермии. — «Труды ЛенНИИГипрохим», 1967, вып. 1.

2. **Струнский Б. М.** Метод исследования распределения мощности в горне рудовосстановительной печи. — «Электричество», 1958, № 12.

3. **Исследование** подэлектродного пространства рудовосстановительных печей. — «Тезисы докладов VI Всесоюзного совещания по электротермии. Дуговой нагрев». М., Информэлектро, 1973, с. 54—56. Авт.: Я. Б. Данцис, С. З. Бregман, И. Ш. Вовчик, С. В. Короткин.

4. **Сисоян Г. А.** Электрическая дуга в электрической печи. М., Металлургиздат, 1961.

[24.7.1975]

УДК 62-83.001.24

К расчету индуктивности якорной цепи вентильного электропривода

Канд. техн. наук ОРЕЩЕНКО Р. А.

Новокузнецк

В процессе проектирования вентильного электропривода приходится рассчитывать индуктивность L якорной цепи из условия ограничения на заданном уровне амплитуды Δ пульсации тока якоря. Обычно [Л. 1] эта задача сводится к ограничению на заданном уровне амплитуды гармоники тока якоря, обусловленной 1-й гармоникой выходного напряжения вентильного преобразователя, т. е. влиянием гармоник более высокого порядка пренебрегают. Такой подход к определению L резко упрощает расчет, однако вносит некоторую погрешность. Естественно, что корректность такого расчета может быть обоснована только после оценки погрешности. В статье дается такая оценка и предлагается более точная методика расчета L из условия ограничения на заданном уровне амплитуды пульсации тока якоря.

Будем полагать, что вентильный электропривод работает в зоне непрерывного тока, и (если специально не оговорено) все величины и их буквенные обозначения, приводимые ниже, приняты в соответствии с [Л. 2].

Вынужденная переменная составляющая тока якоря определяется уравнением:

$$i_в(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} C_k \sin(km\omega t + \psi_k), \qquad (1)$$

где

$$C_k = \frac{U_{mk}}{E_m} \frac{1}{\sqrt{1 + (km \operatorname{tg} \theta)^2}}; \qquad (2)$$

$$\psi_k = \varphi_k - \operatorname{arctg}(km \operatorname{tg} \theta); \qquad (3)$$

U_{mk} и φ_k определяются соответственно по (5.22) и (5.23) [Л. 2].

Определение амплитуды Δ пульсации тока якоря с помощью (1) затруднительно, поскольку решение связано с бесконечным тригонометрическим рядом и вычислением корня трансцендентного уравнения $\frac{di_э(\omega t)}{dt} = 0$.

Значения θ	$m=6$						$m=3$						$m=2$					
	$\alpha=90$		$\alpha=45$		$\alpha=0$		$\alpha=90$		$\alpha=45$		$\alpha=0$		$\alpha=90$		$\alpha=45$		$\alpha=0$	
	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1	Δ_2	Δ_1
0	98	65	99	66	101	81	104	72	109	76	102	83	119	85	108	79	102	85
15	105	83	104	81	152	133	111	84	105	81	130	113	116	89	107	83	121	104
30	103	82	102	82	180	160	106	84	103	82	154	136	109	88	103	84	138	123
45	102	82	102	82	197	175	103	83	102	83	174	155	105	86	107	85	154	141
60	102	82	103	83	213	190	102	83	103	84	191	171	103	85	103	86	176	160
75	102	82	105	84	220	196	102	83	104	85	207	186	102	85	104	88	198	180
90	101	81	108	87	224	200	102	83	104	85	225	202	102	85	106	90	223	202

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

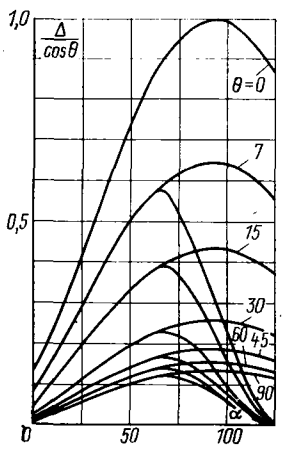


Рис. 1.

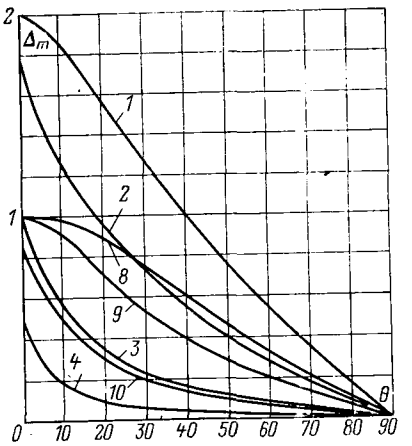


Рис. 2.

Определять значение Δ по уравнению:

$$\Delta = i_{max} - i_0, \qquad (4)$$

где i_0 и i_{max} определяются по (4.30) и (4.34) [Л. 2], также нелегко, поэтому в практических расчетах используется приближенный метод [Л. 1], когда полагают, что $\Delta \approx -2C_1$, т. е. в (1) пренебрегают гармониками, имеющими индекс $k \geqslant 2$. Данные таблицы позволяют оценить погрешность такого расчета. Значения α и θ в таблице приведены в электрических градусах, а Δ_1 и Δ_2 определялись по уравнениям:

$$\Delta_1 = -2\frac{C_1}{\Delta}\,100; \qquad (5)$$

$$\Delta_2 = -2\frac{C_1 + C_2}{\Delta}\,100, \qquad (6)$$

где C_1, C_2 и Δ определялись по (2) и (4).

Анализ данных таблицы показывает, что учет 2-й гармоники тока повышает точность расчета в значительной части диапазона изменения угла управления α m-фазного вентильного преобразователя. Однако в области значений α, близких нулю, учет 2-й гармоники тока увеличивает погрешность. Данные таблицы показывают также, что определение Δ суммированием амплитуд C_k гармоник без учета их фазы ψ_k не позволяет обеспечить требуемую точность расчета (менее 5%) во всем диапазоне изменения значений α и θ.

При повышенных требованиях к точности расчета значение Δ следует определять по (4). На рис. 1 для $m=6$ и ряда значений θ построены в функции α кривые $\Delta/\cos\theta$, рассчитанные на ЦВМ. Нижние кривые ($\alpha > 60$) соответствуют вентильному электроприводу, содержащему шунтирующий вентиль на выходе преобразователя. Значения α и θ на рис. 1 даны в электрических градусах.

Анализ кривых рис. 1 показывает, что в диапазоне $0 \leqslant \alpha \leqslant 180$ для заданного значения θ существует экстремальное (максимальное) значение Δ, равное Δ_m.

На рис. 2 приведены рассчитанные на ЦВМ в функции θ кривые Δ_m (кривые *1—7*). Кривые *1—4* соответствуют $m = 2, 3, 6, 12$ и построены для вентильного электропривода, не имеющего шунтирующего вентиля на выходе преобразователя; кривые *5*, *6*, *7*, *4* соответствуют $m = 2, 3, 6, 12$ и построены для вентильного электропривода, содержащего шунтирующий вентиль на выходе преобразователя. Значения θ на рис. 2 даны в электрических градусах.

С помощью кривых рис. 2 для заданных значений m, R, E_m, $\Delta_з$, где $\Delta_з$—заданное значение амплитуды пульсации тока якоря, легко определяется требуемое значение L. Значения $\Delta_з$, Δ_m в этом случае связаны между собой уравнением:

$$\Delta_m = \Delta_з \frac{R}{E_m}. \qquad (7)$$

После определения Δ_m по (7) с помощью кривых рис. 2 определяется θ, а затем из (4.5) [Л. 2] находится L.

С помощью кривых рис. 2 легко решается обратная задача: определение $\Delta_з$ для заданных значений m, R, E_m, L.

Для вентильного электропривода с шунтирующими вентилями на выходе преобразователя значение Δ в диапазоне $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$ определялось из уравнения:

$$\Delta = i_{max} - i_0 = \cos\left(\omega t_1 + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) + \cos\theta f(\alpha, \theta), \qquad (8)$$

где

$$f(\alpha, \theta) = \frac{\cos\left(\alpha - \theta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\theta e^{\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha\right)\operatorname{ctg}\theta}}{e^{\frac{2\pi}{m}\operatorname{ctg}\theta} - 1}; \qquad (9)$$

t_1 является корнем трансцендентного уравнения:

$$\operatorname{ctg}\theta f(\alpha, \theta)\, e^{-\omega t_1 \operatorname{ctg}\theta} = \sin\left(\omega t_1 + \alpha - \theta - \frac{\pi}{m}\right). \qquad (10)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Справочник** по проектированию электропривода, силовых и осветительных установок. Под ред. Я. М. Большама, В. И. Круповича, М. Л. Самовера. Изд. 2. М., «Энергия», 1974. 728 с.

2. **Булгаков А. А.** Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Наука», 1970. 320 с.

[30.11.1976]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Хроника

ПРОФЕССОР М. М. АКОДИС

(К 70-летию со дня рождения)

19 июля с. г. исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора М. М. Акодиса, известного ученого в области высоковольтного электроаппаратостроения и техники высоких напряжений.

Инженерная и научная деятельность Михаила Мироновича началась в 1931 г. во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина после окончания Государственного электромашиностроительного института (ныне Московский электротехнический институт связи). В 1933 г. М. М. Акодис становится руководителем группы перенапряжений Донецкой научно-исследовательской лаборатории, а в 1934 г. — научным руководителем высоковольтной лаборатории Донэнерго.

В эти годы М. М. Акодис публикует свои первые научные труды по трубчатым разрядникам и дугогасящим устройствам высоковольтных масляных выключателей, исследованию условий их работы и непрямым методам испытаний, влиянию скорости восстановления напряжения на контактах выключателя на процесс гашения дуги и методам расчета восстанавливающегося напряжения. Широкое применение нашли предложенные им в 1936 году конструкции трубчатых разрядников для грозозащиты высоковольтных сетей.

Творческая деятельность М. М. Акодиса прерывается Великой Отечественной войной. После демобилизации он был направлен в Уральскую энергосистему и назначен руководителем группы техотдела Главуралэнерго.

В 1945 г. М. М. Акодис избирается заведующим кафедрой «Техника высоких напряжений» УПИ им. С. М. Кирова и в 1946 г. защищает кандидатскую диссертацию. Одновременно в 1946—1950 гг. он является шеф-электриком завода «Уралэлектроаппарат», на котором в этот период ведется расширение производства и разрабатываются новые конструкции мощных высоковольтных выключателей. По инициативе М. М. Акодиса на Урале в 1946 г. организуется выпуск инженеров по электроаппаратостроению, а позднее по технике высоких напряжений.

В докторской диссертации, защищенной в 1952 г., М. М. Акодис развивает теорию процессов при гашении электрической дуги и искусственных методов испытания дугогасящих устройств выключателей и ионных вентилей. Получают развитие вопросы теории работы вентильных схем, которые в дальнейшем позволили расширить исследования преобразователей высокой частоты на ионных и полупроводниковых вентилях и создать мощные преобразователи высокой и ультравысокой частот для электротехнологии промышленных предприятий.

При кафедре ТВН УПИ им. С. М. Кирова создана проблемная лаборатория электрических аппаратов с крупнейшей установкой для испытания высоковольтных выключателей, выполненной по схеме, предложенной М. М. Акодисом.

Разработанные под руководством М. М. Акодиса конструкции дугогасящих устройств, позволяющие значительно увеличить отключающую способность масляных выключателей, приняты к производству и используются для модернизации выключателей во многих энергосистемах страны. Результаты исследований восстанавливающихся напряжений и коммутационных перенапряжений в электросистемах позволили обоснованно сформулировать требования к коммутационным аппаратам и методам их испытаний. М. М. Акодис является автором 280 научных работ, в том числе монографии по исследованию восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей и более ста авторских свидетельств.

Наряду с научно-исследовательской и учебной работой много внимания М. М. Акодис уделяет подготовке и воспитанию научных кадров и общественной работе. Он является членом Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР, членом президиума Научно-методического Совета по электромеханике МВ и ССР СССР и Головного Совета по энергетике МВ и ССО РСФСР, членом Научно-технического и научно-методического Совета по энергетике МВ и ССО СССР, членом редколлегии журнала «Известия вузов. Энергетика», членом Президиума областного правления НТОЭ и ЭП и ряда других советов.

Плодотворная деятельность М. М. Акодиса отмечена медалями Советского Союза, рядом почетных грамот и значков отличия.

Исключительное трудолюбие, огромная работоспособность, научная эрудиция и организаторские способности Михаила Мироновича снискали ему всеобщее уважение.

Группа товарищей

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Беркович М. А., Комаров А. Н., Совалов С. А., Анисимова Е. И., Арбузов А. Ф., Межуев В. В., Попов Ю. И. — Автоматизация регулирования частоты и активной мощности в Единой энергетической системе СССР . . 1

Окин А. А. — Определение оптимальных управляющих воздействий противоаварийной автоматики в энергосистемах 7

Темкина Р. В. — Методы построения измерительных органов с активными элементами 13

Горин Б. Н., Левитов В. И., Шкилев А. В. — Поражения молнией Останкинской телебашни 19

Литкенс И. В., Погорелов Л. М., Строев В. А. — Выбор закона регулирования синхронной машины с продольно-поперечным возбуждением 23

Жимерин Д. Г., Никитин П. З., Кильдишев В. С., Ковальков Г. А. — Многофазный бесщеточный возбудитель мощного турбогенератора 29

Лепер Д. П., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л. — Критерий гашения дуги переменного тока 35

Трофимов Н. М., Лукашов В. Н., Коряжкин В. В., Попов В. В., Каспржак Г. М. — Электрическая схема замещения сварочной дуги постоянного тока с неплавящимся электродом 40

Белкин Г. С., Данилов М. Е., Лукацкая И. А., Перов В. В. — Поведение дуги в вакууме на контактах из гетерогенных материалов 44

Зеленов А. Б., Жиляков В. И., Садовой А. В. — Применение метода аналитического конструирования регуляторов для синтеза оптимальной системы релейного управления электроприводом 49

Умаров Б. У. — Анализ установившегося режима инвертора с отсекающими вентилями при работе на асинхронный двигатель 54

Абдулаев А. А., Аслан-заде А. Г. — Анализ многопульсного выпрямления 57

Князь А. И. — О расчете плоскопараллельных полей в анизотропных средах 64

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Гречухин В. Н., Таршис А. С. — Анализ характеристик измерительного релейного органа на операционном усилителе в интегральном исполнении 68

Аржанников Е. А. — Многофазные реле сопротивления с регулируемой чувствительностью к переходным сопротивлениям 71

Колонский Т. В. — О дополнительных возможностях трехфазного АПВ на линиях межсистемной «слабой» связи 74

Бронфман А. И., Половой И. Ф., Цимерская Н. В. — Согласование импульсного испытательного напряжения трансформаторов и характеристик вентильных разрядников напряжением 330 кВ и выше 75

Слышалов В. К., Кромова Н. А., Шишкова И. Е., Гефтер П. Л. — Нейтрализация зарядов на движущейся нити с помощью цилиндрического радиоактивного нейтрализатора статического электричества 78

СООБЩЕНИЯ

Иванов-Смоленский А. В., Глазков В. П. — Физическое моделирование пусковых процессов электрических машин с массивными ферромагнитными роторами 82

Таев И. С., Кузнецов В. Н. — Восстанавливающаяся электрическая прочность при синхронном размыкании контактов электрических аппаратов 85

Дони Н. А., Левиуш А. И. — Анализ переходных процессов в *RC*-фильтрах обратной последовательности с трехфазным выходом 87

Данцис Я. Б., Вовчик И. Ш. — О методе наложения пониженного напряжения для определения электрических параметров ванны руднотермических печей 89

Орещенко Р. А. — К расчету индуктивности якорной цепи вентильного электропривода 91

ХРОНИКА 93

CONTENTS

Automation of Frequency and Real Power Control in the United Power Grid of the USSR — **M. A. Berkovitch, A. N. Komarov, S. A. Sovalov, E. I. Anisimova, A. F. Arbuzov, V. V. Medjuyev, U. I. Popov** 1

Determining Optimum Control Actions in Power System Emergency Automation — **A. A. Okin** 7

Methods for Designing Measuring Units With Active Elements in Protective Relaying — **R. V. Temkina** . . 13

Lighting Strokes Onto the Ostankino TV Broadcasting Tower — **B. N. Gorin, V. I. Levitov, A. V. Shkilev** . . 19

Selecting the Control Function for a Synchronous Machine With Direct and Quadrature Axis Excitation — **I. V. Litkens, L. M. Pogorelov, V. A. Stroyev** 23

A Multi-phase Brushless Exciter for a Large Turbo-generator — **D. G. Djimerin, P. Z. Nikitin, V. S. Kildishev, G. A. Kovalkov** 29

A Criterion for Extinction of an A. C. Arc — **D. P. Leper, N. V. Shilin, I. L. Shleifman** 35

The Equivalent Circuit for a D. C. Welding Arc With a Non-Fusible Electrode — **N. M. Trofimov, V. N. Lukashev, V. V. Koriazhkin, V. V. Popov, G. M. Kasperjack** 40

The Behaviour in Vacuum of an Arc Across the Contacts of Heterogenic Materials — **G. S. Belkin, M. E. Danilov, I. A. Lukatskaya, V. V. Perov** 44

Application of an Analytical Regulator Design Method for Synthesis of an Optimum Relay Control System for an Electric Drive — **A. B. Zelenov, V. I. Djiliakov, A. V. Sadovoy** 49

Steady-State Analysis of an Inverter With Cutoff Valves Connected to an Induction Motor — **B. U. Umarov** . 54

Analysis of Multi-Pulse Rectification — **A. A. Abdulayev, A. G. Aslan-zade** 57

On Calculating Plane-Parallel Fields in Anisotropic Media — **A. I. Knyaz** 64

FROM OPERATING EXPERIENCE

Analysis of the Characteristics of a Measuring Unit for Protective Relaying Employing an Operational Amplifier of Integral Design — **V. N. Grechukhin, A. S. Tarshis** 68

Multi-Phase Impedance Relays With Controllable Sensitivity to Fault Resistance — **E. A. Ardzanikov** . . . 71

Additional Possibilities of Three-Phase Automatic Reclosure on «Weak» Intersystem Tie Lines — **T. V. Kolonski** 74

Coordination of the Impulse Test Voltage of Transformers and the Characteristics of Valve Type Arrestors for 330 kV and Higher — **A. I. Bronfman, I. F. Polovoy, N. V. Tsimerskaya** 75

Neutralization of the Charge on a Moving Filament by Means of a Cylindrical Radioactive Neutralizer for Static Electricity — **V. K. Slishalov, N. A. Kromova, I. E. Shishkova, P. L. Gefter** 78

REPORTS

Physical Modelling of Starting Processes in Electrical Machines With Solid Ferromagnetic Rotors — **A. V. Ivanov-Smolenski, V. P. Glazkov** 82

Electric Withstand Strength Recovery for Synchronous Rupture of Contacts in Electrical Apparatus — **I. S. Tayev, V. N. Kuznetsov** 85

Transient Analysis of RC Negative-Sequence Filters Having a Three-Phase Output — **N. A. Dony, A. I. Leviush** . 87

A Method of Superimposing a Reduced Voltage for Determining the Electrical Parameters of the Bath in Ore Heat-Treating Furnaces — **J. B. Dantsis, I. S. Vovchik** 89

On Calculating the Inductance of the Armature Circuit in an Electronic Drive — **R. A. Oreschenko** 91

CHRONICLE 93

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311.018.41.016.2.078

Автоматизация регулирования частоты и активной мощности в Единой энергетической системе. Беркович М. А., Комаров А. Н., Совалов С. А., Анисимова Е. И., Арбузов А. Ф., Межуев В. В., Попов Ю. И. — «Электричество», 1977, № 8.

Дается характеристика ЕЭС СССР и формулируются задачи устройств автоматического управления мощностью и регулирования частоты (АУМРЧ). Излагаются результаты испытаний АУМРЧ ЕЭС в режиме астатического регулирования частоты и ограничения по слабым связям между энергосистемами. Показана высокая эффективность действия устройств ограничения перетоков и регулирования частоты Библ. 5.

УДК [621.311.016.35]-52

Определение оптимальных управляющих воздействий противоаварийной автоматики в энергосистемах. Окин А. А. — «Электричество», 1977, № 8.

Рассматриваются особенности противоаварийного управления в энергосистемах для повышения устойчивости, существенные с точки зрения теории оптимального управления. Предлагается численный метод определения оптимальных воздействий противоаварийной автоматики. Метод реализован на ЦВМ, его сходимость и быстродействие опробованы на ряде примеров. Методика использования программ оптимизации воздействий противоаварийной автоматики иллюстрируется на примере автоматики, предназначенной для сохранения устойчивости по межсистемной связи. Библ. 7.

УДК 621.316.925.45.001.2

Методы построения измерительных органов с активными элементами. Темкина Р. А. — «Электричество», 1977, № 8.

Использование активных элементов (операционных усилителей) в измерительных органах релейной защиты требует решения ряда новых задач. В статье рассмотрены вопросы выбора результирующих передаточных функций устройств, выбора схем реализации активных звеньев на основе анализа чувствительности характеристик к разбросу параметров пассивных элементов. Рассмотрена структура цепей формирования и фильтрации быстродействующего направленного реле сопротивления с активными элементами для ВЛ. Библ. 8.

УДК 624.97:551.594.221.001.4

Поражения молнией Останкинской телебашни. Горин Б. Н., Левитов В. И., Шкилев А. В. — «Электричество», 1977, № 8.

Обобщаются результаты многолетних исследований молний на Останкинской телебашне высотой 540 м. Получены фотографии 185 разрядов молнии в телебашню и 16 разрядов в землю на расстоянии 200—500 м от телебашни. Восходящие молнии поражают вершину телебашни и элементы телебашни, удаленные не более чем на 50 м от вершины. Около 8% поражений телебашни вызвано нисходящими молниями. Весьма высокие сооружения обладают, таким образом, незначительным защитным действием по отношению к нисходящим разрядам.

Анализируются результаты осциллографических регистраций импульсов тока и импульсов напряженности магнитного поля. По зарегистрированным у вершины телебашни осциллограммам тока, отражающим переходный процесс в телебашне, оценено эквивалентное волновое сопротивление канала молнии. Библ. 10.

УДК 621.313.32.013.8-52

Выбор закона регулирования синхронной машины с продольно-поперечным возбуждением. Литкенс И. В., Погорелов Л. М., Строев В. А. — «Электричество», 1977, № 8.

Показывается необходимость регулирования синхронной машины, работающей в широком диапазоне режимов по активной мощности, в продольной и поперечной обмотках возбуждения для улучшения демпфирования малых колебаний в системе.

Решается задача синтеза структуры стабилизации АРВ на основе метода М. В. Меерова. Дается методика корректировки настройки АРВ по условию обеспечения квазиоптимальных переходных процессов при больших возмущениях. Библ. 14.

УДК 621.313.323 001.4

Многофазный бесщеточный возбудитель мощного турбогенератора. Жимерин Д. Г., Никитин П. З., Кильдишев В. С., Ковальков Г. А. — «Электричество», 1977, № 8.

Приводятся результаты испытаний бесщеточных возбудителей в 16- и 3-фазном исполнении для турбогенераторов 300 МВт. Показаны преимущества многофазного возбудителя с трапециевидной э. д. с. по быстродействию. Приведены основные расчетные соотношения для размеров и характеристик многофазного возбудителя; основное внимание уделено процессу форсировки при различных схемах включения. Показана одна из причин повышенного быстродействия. Делаются выводы о перспективности многофазных возбудителей для мощных турбогенераторов как средства повышения быстродействия в диодных системах и целесообразности разработок тиристорных бесщелочных систем возбуждения. Библ. 12.

УДК 621.3.064.4.001.24

Критерий гашения дуги переменного тока. Лепер Д. П., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л. — «Электричество», 1977, № 8.

На основе модели Майра получен критерий гашения дуги переменного тока в индуктивной цепи с произвольным шунтированием. Применен метод, позволяющий описывать поведение дуги до нуля тока в приближении навязанного тока, а после нуля тока — в приближении навязанного напряжения. Использование операторного метода и теории вычетов позволило решить задачу в общем виде, для произвольного вида шунтирующего двухполюсника.

Полученное общее решение применяется для частных случаев, когда выключатель шунтируется: емкостью, сопротивлением, индуктивностью, параллельно включенными емкостью и сопротивлением, последовательно включенными емкость и сопротивлением, последовательно включенными индуктивностью и сопротивлением. Сформулированы условия, при которых сложные схемы эквивалентны в смысле условий гашения более простым схемам. Библ. 8.

УДК 621.3.014.31.012.8

Электрическая схема замещения сварочной дуги постоянного тока с неплавящимся электродом. Трофимов Н. М., Лукашов В. Н., Коряжкин В. В., Попов В. А., Каспржак Г. М.— «Электричество», 1977, № 8.

Рассматривается применение формулы H. Noske передаточной функции (операторного сопротивления) дуги для случая короткой (сварочной) дуги. Описана методика и результаты экспериментальных исследований дуги в аргоне методом наложения гармонических возмущений тока. По результатам экспериментов обосновано применение двухзвенной схемы замещения дуги и соответствующей уточненной передаточной функции. Библ. 14.

УДК 621.316.542.066.6:537.525.5

Поведение вакуумной дуги на контактах из гетерогенных материалов. Белкин Г. С., Данилов М. Е., Лукацкая И. А., Перов В. В. — «Электричество», 1977, № 8.

Исследуются особенности существования вакуумной дуги на однородных и неоднородных электродах вакуумных дугогасительных камер. Экспериментально определялись: поглощение энергии электродами, ток среза, электроизнос и отключающая способность. Исследовались контакты из вольфрама, меди, молибдена, железа, а также композиций на их основе.

Теоретический анализ процессов распространения тепла в гетерогенных материалах и на тонких пленках показал, что основной причиной облегчения условий существования вакумной дуги на гетерогенных материалах является возникновение обменных потоков тепла между компонентами и особенностями тепловых процессов на тонких пленках. Основной причиной возникновения обменных потоков является различие в коэффициентах аккумуляции тепла и температурах кипения компонентов. Библ. 4.

УДК 62-83:62-523

Применение метода аналитического конструирования регуляторов для синтеза оптимальной системы релейного управления электроприводом. Зеленов А. Б., Жиляков В. И., Садовой А. В. — «Электричество», 1977, № 8.

Рассматривается методика синтеза релейной системы оптимального управления электроприводом постоянного тока с неизменным потоком возбуждения двигателя и регулируемым источником питания в цепи якоря. Приведено общее решение такой задачи методом аналитического конструирования регуляторов при минимизации интегральных квадратичных ошибок, дано упрощенное определение функций Ляпунова при вычислении алгоритмов оптимальных управлений регуляторов. Показан синтез оптимального релейного управления при упрощенном математическом описании объекта и результаты экспериментального исследования электропривода на АВМ. Библ. 4.

УДК 621.314.572.001.24

Анализ установившегося режима инвертора с отсекающими вентилями при работе на асинхронный двигатель. Умаров Б. У. — «Электричество», 1977, № 8.

Излагается последовательность анализа токов и напряжений асинхронного двигателя при питании от инвертора с отсекающими вентилями. Решение получено в мгновенных значениях на основе применения преобразования Лапласа к схемам замещения, имеющим место на интервалах повторяемости процессов при следующих допущениях: напряжение питания инвертора E_d=const, управление тиристорами инвентора осуществляется симметрично по фазам. Принято операторное изображение сопротивления фазы двигателя в виде частного от деления полиномов второго и первого порядков.

Показано, что численное решение может быть получено на любой ЦВМ со стандартным матобеспечением. Библ. 6.

УДК 621.314.6.001.5

Анализ многопульсного выпрямления. Абдулаев А. А., Аслан-Заде А. Г. — «Электричество», 1977, № 8.

Установлена общая закономерность получения при трехфазной сети симметричного многопульсного выпрямления с периодичностью, кратной трем. Получены общие формулы для токов и напряжений многопульсных выпрямителей.

Рассмотрены схемы четно- и нечетно-пульсных одно- и двухполупериодных многопульсных выпрямителей, а также использованные для их построения аналитические приемы, основанные на совмещении векторов одноименных суммируемых фазных напряжений. Библ. 14.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 537.213.001.24

О расчете плоскопараллельных полей в анизотропных средах. Князь А. И. — «Электричество», 1977, № 8.

Рассматривается метод расчета поля в кусочно-однородных средах, когда одна из сред является анизотропией с произвольной криволинейной, но ортогональной анизотропной. Форма границы может быть относительно произвольной. Решение строится на основе интеграла Коши и формул Сохоцкого. Библ. 8.

УДК 621.316.925:621.318.57

Анализ характеристик измерительного релейного органа на операционном усилителе в интегральном исполнении. Гречухия В. Н., Таршис А. С. —«Электричество», 1977, № 8.

Рассмотрены вопросы применения интегральных микросхем в качестве измерительного релейного органа. Предложена аппроксимация проходной характеристики операционного усилителя и даны выражения для расчета напряжений и токов срабатывания и возврата, коэффициента возврата релейного органа. Даны выражения для входных сопротивлений релейного органа и показана область допустимых сопротивлений источников сигналов для инвентирующего и неинвентирующего входа. Сформулированы условия релейного режима работы усилителя с положительной обратной связью. Рассмотрены погрешности релейного органа. Библ. 9.

УДК [621.315.1:621.316.925.2].001.5

О дополнительных возможностях трехфазного АПВ на линиях межсистемной «слабой» связи. Колонский Т. В. — «Электричество», 1977, № 8.

Показана целесообразность использования трехфазного АПВ с контролем со стороны электрической станции на линиях межсистемной «слабой» связи с возможностью сохранения устойчивости энергосистем при успешном АПВ на самоустраняющиеся короткие замыкания. Рассмотрены принцип выполнения контроля АПВ без дополнительной выдержки времени и особенности сочетания такого АПВ и противоаварийной режимной автоматики. Библ. 2.

УДК 621.316.933.3.027.21.8+621.314.21.015.33

Согласование импульсного испытательного напряжения трансформаторов и характеристик вентильных разрядников напряжением 330 кВ и выше. Бронфман А. И., Половой И. Ф., Цимерская Н. В. — «Электричество», 1977, № 8.

Изложены результаты исследования импульсных токов через вентильные разрядники в схемах грозозащиты подстанций 330 кВ и выше с двумя, тремя и четырьмя комплектами разрядников.

Установлены диапазоны рабочих токов разрядников, определяющие наиболее важные участки их вольт-амперных характеристик. Для классов напряжением 330 кВ и выше рекомендуется производить согласование импульсного испытательного напряжения изоляции трансформаторов $U_{имп}$ с остающимся напряжением разрядников U_a при токах, равных их значениям на нижних границах рабочих диапазонов. Приводится эмпирическая формула координации $U_{имп}$ и U_a для этих напряжений. Библ. 1.

УДК 537.222.001.24

Нейтрализация зарядов на движущейся нити. Слышалов В. К., Кромова Н. А., Шишкова И. Е., Гефтер П. Л. — «Электричество», 1977, № 8.

Рассмотрен процесс нейтрализации зарядов на диэлектрической нити цилиндрическим радиоактивным нейтрализатором. Исследование проведено методами приближенного математического моделирования с учетом основных факторов, влияющих на процесс нейтрализации: размеров промежутка, нелинейности его вольт-амперных характеристик, влияния собственной проводимости материала нити, скорости ее движения, нейтрализуемого заряда. Разработанная методика расчета позволяет провести оценку эффективности нейтрализаторов данного типа, оптимизировать процесс нейтрализации зарядов и осуществить проверку схем размещения нейтрализаторов в производстве. Библ. 5.

УДК 621.313.3.001.57

Физическое моделирование пусковых процессов электрических машин с массивными ферромагнитными роторами. Иванов-Смоленский А. В., Глазков В. П. — «Электричество», 1977, № 8.

На примерах исследований асинхронного двигателя с гладким ферромагнитным ротором и синхронного двигателя с неявнополюсным массивным ротором показано использование методов физического моделирования для получения пусковых характеристик машин в критериальной форме. Приведено дополнительное условие подобия неявнополюсных роторов синхронных машин, дано сопоставление экспериментальных, рассчитанных аналитически и определенных с использованием методов физического моделирования пусковых характеристик. Обоснована целесообразность исследования крупных синхронных машин на уменьшенных моделях. Библ. 7.

УДК 621.372.543.3.018.782.3.001.24:621.316.925

Анализ переходных процессов в *RC*-фильтрах обратной последовательности с трехфазным выходом. Донн Н. А., Левиуш А. И. — «Электричество», 1977, № 8.

Рассматривается метод расчета переходных характеристик *RC*-фильтров обратной последовательности с трехфазным выходом для быстродействующих устройств релейной защиты. Показано, что оптимальными по быстродействию являются $2C$-R-фильтр в режиме холостого хода или $2R$-C-фильтр в режиме короткого замыкания. Дается схема для реализации $2R$-C-фильтра с операционными усилителями. Библ. 6.

УДК 621.365.22.001.5

О методе наложения пониженного напряжения для определения электрических параметров ванны. Данцис Я. Б., Вовчик И. Ш. — «Электричество», 1977, № 8.

Разработана методика определения параметров эквивалентной схемы ванны действующих руднотермических печей. Рассмотрено изменение физических параметров ванны при переключении руднотермической печи к источнику пониженного напряжения. Библ. 4.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), **Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И.** (зам. главного редактора), **Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.**

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

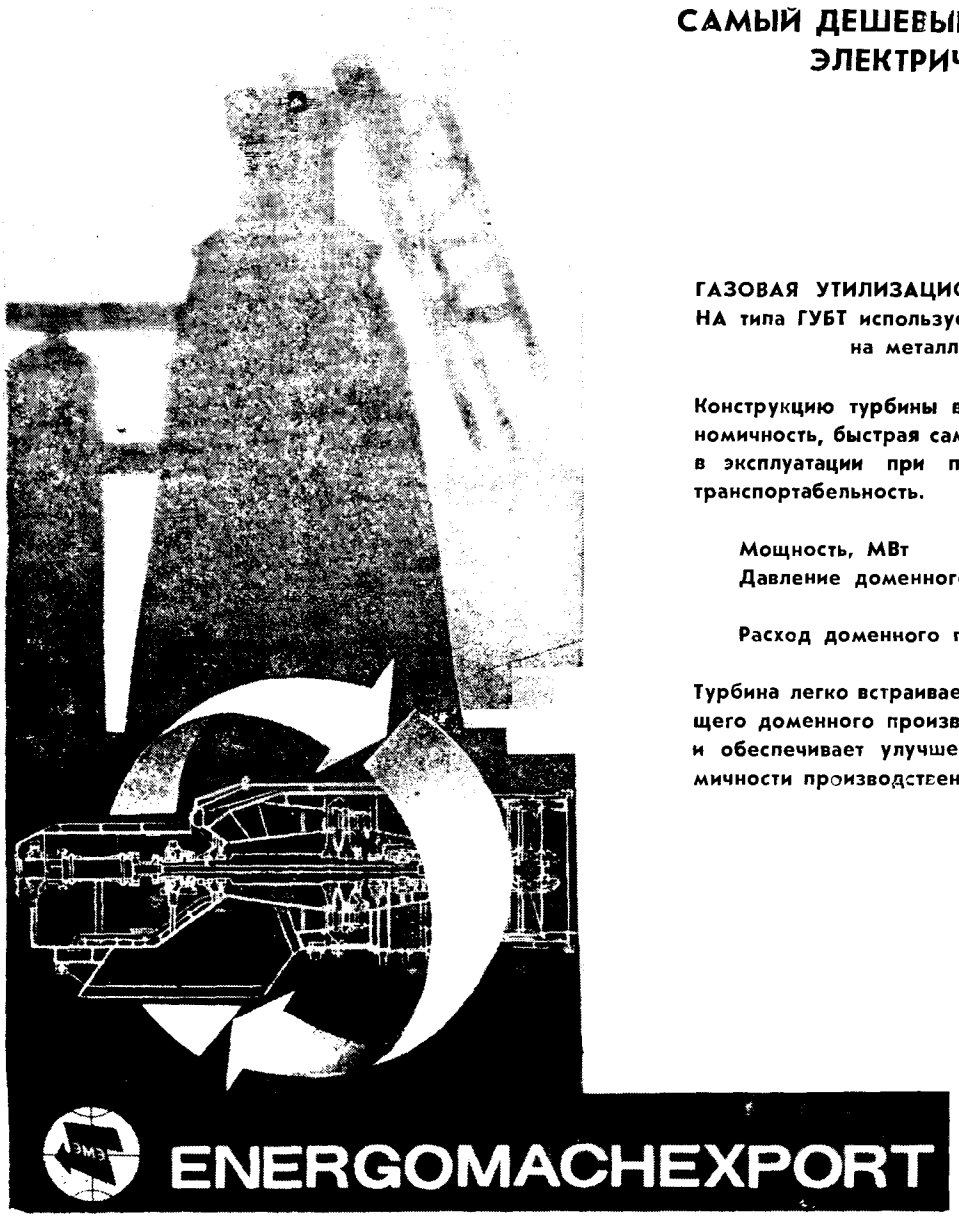
Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14/VI 1977 г.	Подписано к печати 28/VII 1977 г.	Т-11827	Формат 60×90¹/₈
Усл. печ. л. 12,0	Уч.-изд. л. 14,91	Тираж 9163 экз.	Зак. 203	Цена 80 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru



САМЫЙ ДЕШЕВЫЙ ИСТОЧНИК ПОЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

ГАЗОВАЯ УТИЛИЗАЦИОННАЯ БЕСКОМПРЕССОРНАЯ ТУРБИНА типа ГУБТ использует энергию уходящих доменных газов на металлургических предприятиях

Конструкцию турбины выгодно отличают: компактность, экономичность, быстрая самоокупаемость, надежность и простота в эксплуатации при полной автоматизации турбоагрегата, транспортабельность.

Мощность, МВт	**6—12**
Давление доменного газа на входе, кгс/см^2	**1,6—2,5**
Расход доменного газа, м^3/ч	**240 000—360 000**

Турбина легко встраивается в технологический цикл действующего доменного производства вместо дроссельных устройств и обеспечивает улучшение технологии и повышение экономичности производственного цикла.

ЭКСПОРТЕР — В/О «ЭНЕРГОМАШЭКСПОРТ» СССР, 117330, Москва, Мосфильмовская, 35. Телефон: 147-21-77. Телекс: 7565

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru